tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 47 nr. 2 1982

nederlands elektronica- en radiogenootschap

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, 2260AA Leidschendam. Gironummer 94746
t.n.v. Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

De vereniging stelt zich ten doel het wetenschappelijk onderzoek op het gebied van de elektronica en de informatietransmissie en - verwerking te bevorderen en de verbreiding en toepassing van de verworven kennis te stimuleren.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 60,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 60,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De door het Genootschap ingestelde examens worden afgenomen in samenwerking met de "Vereniging tot bevordering van Elektrotechnisch Vakonderwijs in Nederland (V.E.V.)". Het betreft de examens:

a. op lager technisch niveau: "Elektronica monteur N.E.R.G.";

b. op middelbaar technisch niveau: "Middelbaar Elektronica technicus N.E.R.G.".

Voor deelname, inlichtingen omtrent exameneisen, reglement, en uitgewerkte opgaven wende men zich tot het Centraal Bureau van de V.E.V., Barneveldseweg 39, 3862 PB Nijkerk; tel. 03494 - 4844.

URSI COMMISSIE A ELEKTROMAGNETISCHE METROLOGIE

Ir. R. Kaarls
Van Swinden Laboratorium, Dienst van het IJkwezen
lid URSI Commissie A

URSI Commission A - Electromagnetic Metrology. URSI-Commissie A organized several sessions during URSI General Assembly in August 1981 at Washington D.C. A review of the main topics presented is given. Also the present scope of Commission A is outlined as well as is given a short justification for the work undertaken by the participants and delegates to Commission A. The cooperation between URSI ans several other national and international bodies is mentioned. Resolutions and recommendations are discussed.

INLEIDING

De URSI-commissie A beweegt zich op het terrein van de elektromagnetische metrologie, of wel houdt zich bezig met de wetenschap van het meten op elektromagnetisch gebied. Dit gebied beslaat het frequentiedomein van DC tot zeer hoge frequenties, waarbij thans aan frequenties tot in het optisch zichtbare moet worden gedacht.

De commissie staat sedert de algemene vergadering in augustus 1981 onder voorzitterschap van prof. dr. V. Kose (Physikalisch-Technische Bundesanstalt (PTB), Braunschweig, BRD). Tot vice-voorzitter werd in 1981 benoemd prof. dr. S. Hahn (Universiteit van Warschau).

TERREINEN VAN STUDIE

Op de hierna te noemen terreinen vinden in het kader van de commissie de laatste jaren de meeste studies plaats.

Tijd en frequentie

De synchronisatie van tijdschalen op mondiale schaal met behulp van radiosignalen is reeds vele jaren onderwerp van studie. De propagatie van elektromagnetische pulsen levert nog altijd vele onzekerheden op. Ondanks sterk toegenomen kennis van de propagatieverschijnselen en betere technieken vorderen toenemende nauwkeurigheidseisen nog meer inzicht en nog betere technieken. Het sterk toegenomen internationale verkeer met zeer moderne middelen, de sterk toegenomen exploratie van de aarde en de voortgaande mondiale industrialisatie maken dat de belangstelling voor het realiseren van nauwkeurige tijdschalen elders in de wereld zeer is toegenomen.
Met name ontstaat voor deze problematiek zeer veel belangstelling in Zuid-Oost Azië en Zuid-Amerika.

Gezien het complexe karakter van het begrip "tijd" en de samenhang met vele andere disciplines, werkt commissie A nauw samen met vele andere organisaties, zoals het Comité Consultatif pour la Définition de la Seconde, de Internationale Astronomische Unie en het Comité Consultatif International des Radiocommunications (CCIR). Daarnaast wordt nog samengewerkt met verschillende conferenties, waaronder de Precise Time and Time Interval conferentie, het Frequency Control Symposium en de Conference on Precision Electromagnetic Measurements (CPEM). Getracht wordt om tot regulering van het op voornoemd terrein bestaande zeer grote aantal vergaderingen te komen.

Metingen in de telecommunicatie

De noodzaak voor het verrichten van nauwkeurige metingen op het terrein der telecommunicatie wordt steeds evidenter. Zowel om technische redenen, economische redenen als redenen van betrouwbaarheid, dienstverlening en kwaliteit dient gebruik te worden gemaakt van zeer hoogwaardige technieken.
De eigenschappen van materialen en media moeten derhalve nauwkeurig worden bepaald, dus is er behoefte aan nauwkeurige bepaling van bijv. diëlektrische eigenschappen en vele andere transmissie-eigenschappen.
De meting van vermogens, verzwakking, reflectie, ruis, enz. dient dan ook zorgvuldig te geschieden. Dit impliceert ook de ontwikkeling van betere meettechnieken en stabielere en nauwkeuriger standaarden.

Tijddomein golfvormmetingen

De toepassing van zeer snelle pulsen op vele gebieden maken de ontwikkeling van nauwkeurige meettechnieken steeds urgenter. Er bestaat toenemende behoefte om het gedrag van snelle impulsen in radar- en telecommunicatiesystemen en computers te kennen.

Ook ten behoeve van de geofysica is een betere kennis van het transiënte gedrag en van de scattering van pulsen gewenst.
Om bovenstaande redenen en om meer inzicht te verkrijgen in het gedrag van pulsen in oscilliscopen, optische streak camera's, detectoren en sensoren is de ontwikkeling van nieuwe meetinstrumenten en meetmethoden noodzakelijk.
Commissie A heeft, gezien de ontwikkelingen op dit terrein een nieuwe werkgroep onder voorzitterschap van Dr. Nahman ingesteld.

Bio-elektromagnetische effecten

Het effect van elektromagnetische velden op levende wezens is een nogal maagdelijk veld van studie. Het sterk toegenomen gebruik van elektromagnetische straling zowel in de telecommunicatiesector als in de industrie- en de consumentensector hebben terecht bezorgdheid doen ontstaan omtrent eventuele schadelijke effecten. Een verschil in inzicht tussen wat nog toelaatbaar is als maximum stralingsfluxdichtheid tussen de USA en de USSR van een factor 100 of 1000 draagt niet bepaald bij tot duidelijkheid op dit gebied.

Naast onvoldoende inzicht in de biologische gevolgen, staat ook de meettechniek nog sterk in de kinderschoenen (meetfouten van tientallen tot honderden procenten zijn heel gewoon).

In het kader van de EEG wordt een maximale stralingsfluxdichtheid van 10 mW/cm^2 voorgesteld.

De toepassing van nieuwe technieken, zoals SQUIDS (super conducting quantum interference devices), ten behoeve van de medische meettechniek verdient eveneens uitvoerige studie.

Een speciale werkgroep van Commissie A houdt zich met de bovengenoemde aspecten bezig.

Remote sensing

Het meten op afstand heeft door de toepassing van satellieten een nieuwe dimensie gekregen. Met behulp van satellieten kunnen de gedragingen van de aardkost worden bepaald. Zo ook kunnen zeeniveau- en ijskapbewegingen worden geregistreerd.

De meettechnische problematiek, zowel voor wat betreft de sensor zelve als de te verkrijgen meetnauwkeurigheid, vormen nog dankbare onderwerpen van studie.

RECENTE RESULTATEN EN ONTWIKKELINGEN

Gedurende de algemene vergadering van URSI in 1981 is een groot aantal onderwerpen, die in de hiervoor genoemde gebieden vallen, belicht. Een kort overzicht moge een en ander verduidelijken. Daarbij worden die onderwerpen, die ook in Nederland onderwerp van studie zijn met een extra accent toegelicht.

Nauwkeurige tijdvergelijkingen

Dr. Beehler (National Bureau of Standards -NBS-, Boulder, USA) en voorzitter van een desbetreffende CCIR-werkgroep heeft een overzicht gegeven van de bestaande en in ontwikkeling zijnde methoden ter vergelijking van de in vele landen gegenereerde atoomtijdschalen (TA) en de daaruit te berekenen internationale atoomtijdschaal (TAI) en de van de TAI afgeleide gecoördineerde wereldtijd UTC.

Dr. Costain (National Research Council -NRC-, Canada) heeft een verslag gegeven van de tijdvergelijkingen tussen Canada, Frankrijk en de Bondsrepubliek Duitsland met behulp van de telecommunicatiesatelliet Symphonie.

Dr. Winkler (US - Naval Observatory) heeft een uiteenzetting gegeven van het Global Positioning System-sattelliet-systeem.

Een nauwkeurigheid in de internationale vergelijkingen van beter dan 10 ns wordt nagestreefd. De toepassing van vooral satellieten lijkt de meest geschikte oplossing te leveren. Daarbij kan nog onderscheid worden gemaakt tussen twee-weg en één-weg systemen. Bij de twee-weg systemen wordt in beginsel een referentiepuls van een station op de aarde via de satelliet naar een ander station gezonden en/of ontvangt het zendende station de puls na reflectie door de satellieten weer terug. E.e.a. is afhankelijk van de aard der apparatuur aan boord van de satelliet en van het toegepaste meetprincipe. Een nauwkeurige bekende positie van de satelliet is in dit systeem minder relevant.

Bij de één-weg systemen wordt in het algemeen een referentiepuls van de satelliet ontvangen. De positie van de satelliet moet nu exact bekend zijn.

In Nederland houdt het Van Swinden Laboratorium (VSL) zich vooral bezig met het vergelijken van de verschillende systemen. Daarbij wordt nauw samengewerkt met internationale zusterorganisaties en met o.a. het lasergrondstation van de afdeling Geodesie van de TH-Delft te Kootwijk en de radioastronomielaboratoria te Dwingelo-Westerbork.

Als voorbeelden kunnen genoemd worden experimenten in Europees verband via OTS-2 (TV-synchronisatietechniek), experimenten in Europees Amerikaans verband via Sirio-2 (laserpulssysteem), experiment in mondiaal verband via GPS (militaire navigatie-satelliet) en een experiment tussen Nederland en de USA door toepassing van Very Long Baseline Interferometrie
In de toekomst zullen ook experimenten met behulp van de space shuttle plaatsvinden.

Zeer stabiele tijd- en frequentiestandaarden

Prof. Becker (PTB) heeft een overzicht gegeven van de mogelijkheden van cesiumatoomklokken. De definitie van de seconde en dus ook de realisering der tijdschalen is gebaseerd op deze primaire standaarden. Nauwkeurigheden tot $2 \cdot 10^{-14}$ worden door PTB en NRC geclaimd. Er blijken desalniettemin verschillende tot de onnauwkeurigheid bijdragende onzekerheden te bestaan, die groter zijn dan deze nauwkeurigheden. M.n. wordt gedacht aan seizoensafhankelijke invloeden, mogelijk op de klokken zelve, maar nog waarschijnlijker in onderdelen van het internationale tijdvergelijkingssysteem.

Eveneens is een hernieuwde discussie op gang gekomen over de toe te passen algoritmen en weegfactoren der verschillende klokken. Het Bureau International de l'Heure (BIH) te Parijs speelt hier een belangrijke rol.

Verschillende sprekers hebben vervolgens de diverse in ontwikkeling zijnde waterstofmasers besproken, bijv. de passieve, actieve en cryogene waterstof maser.
Een nieuwe ontwikkeling, gebaseerd op het m.b.v. lasers invangen van een ion, werd door Dr. Wineland (NBS) gerapporteerd.
De masers hebben een korte-termijn stabiliteit van 10^{-15} en beter. Het probleem schuilt tot dusverre in het lange-termijn gedrag van deze klokken.

Metingen in netwerken

Prof. Okamura (Japan; scheidend voorzitter van Commissie A) heeft een overzicht gegeven van de resultaten van de internationale vergelijkingen op het radiofrequent gebied. Deze vergelijkingen welke vooral door het Bureau International des Poids et Mesures (BIPM) te Sèvres worden gecoordineerd, betreffen met name het vergelijken van de nationale, primaire standaarden der diverse landen op het gebied van RF-vermogen, verzwakking, impedantie, ruis.

De verschillen tussen de diverse nationale standaarden en daarmede de onzekerheid in de standaarden zijn nog dusdanig groot, dat intensieve, verdere studie, met name ook gezien vanuit industriëel belang, zeer gewenst wordt. De onzekerheden zijn vaak zeer vele procenten groot.

Verschillende sprekers hebben vervolgens aandacht geschonken aan nieuwe ontwikkelingen op het RF-vermogensmeetgebied.

Eveneens zijn ontwikkelingen op ultrasoon vermogensmeetgebied gepresenteerd.

Toepassing van systemen met optische glasvezels

Een reeks voordrachten werd gepresenteerd over de ontwikkelingen van zeer gevoelige optische glasvezel sensors en transducers, alsmede over de ontwikkeling van glasvezel met bepaalde transmissiekarakteristieken.

De toepassing van glasvezel in de telecommunicatie en in andere transmissiesystemen wordt steeds attractiever zowel om technischwetenschappelijke als om economische redenen. Het nauwkeurig meten van de transmissie-eigenschappen i.c. vermogens-, verzwakkings-, dispersiemetingen is daarvoor een eerste vereiste. Op dit gebied zal nog veel ontwikkeling nodig zijn.

Cryogene metingen

Enigszins aan de rand van de soort onderwerpen die in het kader van URSI behandeld worden, is -- gezien het grote belang -- aandacht geschonken aan een aantal interessante ontwikkelingen op het cryogene meetgebied. Toepassing van het zgn. josephsoneffect als spanningsstandaard is al enige tijd bekend: $V = n. \frac{h}{2e}. f$ V waarin n = 1, 2, 3, ...

De ontwikkeling van SQUIDS maakt het mogelijk om bij cryogene omstandigheden zeer nauwkeurig te meten. De ontwikkeling van ultra lage ruis mixers heeft de quantum-grens bereikt. Large scale integration (LSI) van cryogene netwerken zullen in de nabije toekomst zeer snelle metingen en berekeningen mogelijk maken.

Het zeer recentelijk door dr. v. Klitzing (BRD) ontwikkelde gequantificeerde Hall-effect maakt het mogelijk om de ohm uit te drukken in natuurconstanten:

$R_h = \frac{1}{k} \cdot \frac{h}{e^2}$ Ω waarin k = 1, 2, 3, ...

Deze Hall-weerstand is het quotient van de Hallspanning en de stroom door een voor het experiment gebruikte mos-fet of heterostructuur.
Het zgn. v. Klitzing-effect wordt gerealiseerd met behulp van mos-fets in magnetische velden van circa 15 T. Bij toepassing van GaAs/AlGaAs heterostructuren zal het effect ook optreden bij aanzienlijk

kleinere magnetische velden (5T). Een nauwkeurigheid van $1 \cdot 10^{-7}$ wordt reeds gerealiseerd.

Tesamen met het josephson-effect en γ_p -metingen (protonresonantie in watermoleculen) kan een samenhangende nauwkeurige bepaling van diverse natuurconstanten (waaronder de fynstructuurconstante α) worden gerealiseerd.
Dit op zijn beurt maakt een nauwkeuriger absolute bepaling van verschillende elektrische primaire standaarden mogelijk.
Het josephsoneffect wordt reeds in diverse instituten, waar onder het VSL, toegepast. In samenwerking tussen VSL en de afdeling Natuurkunde van de TH-Delft zal getracht worden ook het v. Klitzing-effect als weerstandsstandaard te realiseren.

Signaal- en ruismetingen

Door verschillende sprekers is onder meer aandacht besteed aan de meting van signaal/ruis verhoudingen, bandbegrensde digitale signalen en de meting van faseruis.

Gerapporteerd werd over de signaal/ruis verhouding in het communicatiesysteem van de Voyager II naar aarde.

Bijzondere aandacht is voorts geschonken aan elektro-magnetische compatibility (EMC) in verband met nieuwe voorschriften omtrent EM-stralingsemissie, die op stapel staan.
In het Van Swinden Laboratorium zijn diverse faciliteiten ontwikkelt om op het terrein van EMC en stralingsfluxdichtheidsmetingen het nodige onderzoek te kunnen verrichten.

OVERIGE AKTIVITEITEN VAN COMMISSIE A

- Commissie A houdt een URSI-register bij van de faciliteiten, die aanwezig zijn op de diverse nationale standaarden laboratoria.
- Er wordt voorts een, zij het met veel moeite, bijdrage geleverd aan de Review of Radio Science.
- Het gebruik van SI-eenheden in de URSI-litteratuur wordt zo veel mogelijk bevorderd. Helaas moet geconstateerd worden, dat er zeer veelvuldig tegen het SI wordt gezondigd.
- Commissie A heeft in 1977 in Lannion (Frankrijk) met veel succes een symposium over metingen in de telecommunicatie gehouden. Een tweede symposium is thans in voorbereiding.
- In 1980 werd te Jouy-en-Josas een symposium gehouden over bio-elektromagnetische metingen.
  In de komende jaren zijn diverse kleinere bijeenkomsten gepland, terwijl voor 1984 tijdens de algemene vergadering van URSI te Florence een groot symposium wordt voorbereid.

URSI EN CPEM IN 1984

Zoals reeds eerder werd opgemerkt, bestaat er een nauwe samenwerking tussen de URSI en de CPEM.
De twee-jaarlijkse CPEM kent namelijk als permanente sponsors de IEEE, het NBS en de URSI.
In 1984 zal de CPEM in Delft worden gehouden met als organisatoren de Dienst van het IJkwezen en de Technische Hogeschool.
Deze CPEM-1984 zal worden gehouden juist voorafgaande aan de algemene vergadering van URSI te Florence.
De programma's van de CPEM-1984 en van de Commissie A zullen op elkaar worden afgestemd.

RESOLUTIE EN AANBEVELINGEN

De Commissie A heeft tijdens de algemene vergadering in Washington DC resoluties en aanbevelingen geformuleerd met de volgende strekking.

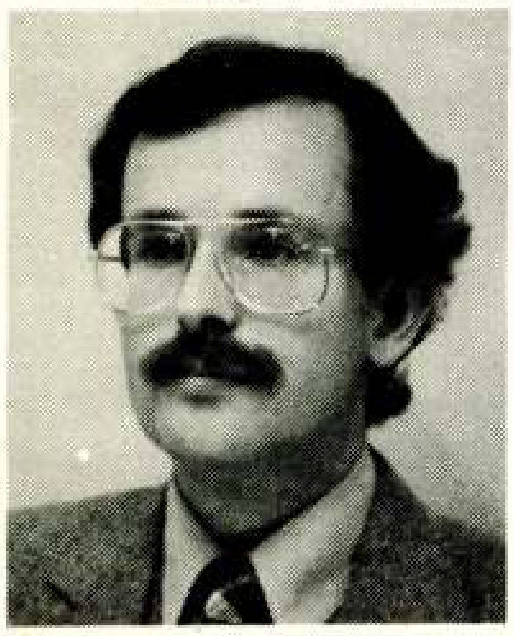
- Besloten werd het URSI-register van nationale standaarden laboratoria voort te zetten. De redacteur, Mr. A.E. Bailey, wordt de nodige financiële steun toegezegd. Voorts zal getracht worden het register meer bekendheid te geven via andere URSI-litteratuur, ITU, UNESCO, etc.
- De bouw van primaire cesium-atoom klokken wordt gestimuleerd.
- Het Bureau International de l'Heure wordt steun toegezegd in haar belangrijke werk van coördineren en berekenen van de internationale tijdschalen TAI en UTC.
- In URSI-litteratuur, -voordrachten, -conferenties en -symposia dient uitsluitend van SI-eenheden gebruik te worden gemaakt.
- De werkgroep "Interactions of electromagnetic waves with biological systems" wordt aanbevolen om verschillende symposia te organiseren.
- Aanbevolen wordt om een nieuwe werkgroep "Time domain wave form measurements" te creeëren met de opdracht om:
  - bijeenkomsten te organiseren;
  - overeenstemming te bereiken over een "genormaliseerde" wijze van meten;
  - zwakke punten op het onderhavige gebied op te sporen en te stimuleren tot verbeteringen;
  - in deze samenwerking te zoeken met andere URSI-commissies.
- Een aanvankelijk aangenomen resolutie met betrekking tot de studie en implementatie door het BIH van een TAI uitsluitend gebaseerd op een zeer kleine groep bijzonder hoogwaardige primaire atoomklokken lijkt te voorbarig te zijn geweest en zal worden teruggetrokken.

Eerst zal nog meer wetenschappelijk onderzoek aan dit soort klokken moeten worden verricht.

CONCLUSIE

Op het terrein van de elektromagnetische metrologie liggen nog vele maagdelijke plekken, waar de metrologie nog in de kinderschoenen staat.
Op vele andere plekken vorderen de toegenomen toepassingsmogelijkheden hogere nauwkeurigheden en grotere betrouwbaarheid.
Voor URSI-commissie A ligt dan ook in samenwerking met vele anderen -- het multidisciplinaire karakter der problematiek neemt duidelijk toe -- nog een dankbaar werkterrein in de toekomst open.
Ook Nederland zal hierbij op diverse terreinen een aanzienlijke bijdrage kunnen leveren.

Voordracht gehouden op 10 december 1981 op THD, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 302) en de Benelux Sectie IEEE.





NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(300ste werkvergadering)
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK, KIvI
IEEE BENELUX SECTIE

UITNODIGING

voor de lezingendag op **dinsdag 13 oktober 1981** in het **Dr. Neher Laboratorium der PTT, St. Paulusstraat 4** te **Leidschendam.**

Thema: DIGITALE LOKALE NETTEN

PROGRAMMA

9.45 uur:	Ontvangst en koffie.
10.05 uur:	**IR. W. P. WAPENAAR**, (Centrale Directie der PTT): Foto 1 INLEIDING.
10.35 uur:	**IR. B. L. DE GOEDE**, (Dr. Neher Laboratorium PTT): Foto 2 LOKAAL NET ALS BASIS VOOR HET ISDN.
11.15 uur:	Koffie.
11.45 uur:	**IR. H. B. GROEN**, (Dr. Neher Laboratorium PTT): LOKALE TRANSMISSIE IN HET ISDN.
12.25 uur:	Lunch.
13.50 uur:	**IR. H. H. GROTJOHANN**, (Philips): Foto 3 DE TOEPASSING VAN GLASVEZELS IN HET LOKALE NET.
14.30 uur:	**L. D. KRIJGER, IR. B. C. LIGTENBERG**, (Robert Schmitz Consult Engineering BV): NIEUWE ONTWIKKELINGEN IN KABEL-TV NETTEN. Foto 4 Foto 5
15.10 uur:	Thee.
15.30 uur:	**IR. B. IJFF**, (Philips): Foto 6 DE MOGELIJKHEDEN VAN EEN DIGITALE ABONNEETERMINAL.
16.10 uur:	Discussie.
16.30 uur:	Sluiting.

Aanmelding dient te geschieden vóór 5 oktober 1981 door inzending van de aangehechte kaart, ingevuld en gefrankeerd met een postzegel van 45 cent.
Reservering van de lunch vindt plaats voor u indien voor 5 oktober *f* 10,— is overgemaakt op girorekening 576595 t.n.v. penningmeester Sectie Telecommunicatietechniek, Oosterhout, onder vermelding van "Lokale netten".
Het aantal deelnemers is beperkt tot 100, in volgorde van aanmelding.

Leidschendam, september 1981.

Namens de samenwerkende verenigingen,
IR. B. L. DE GOEDE.

COMPUTER INSTRUMENTATION

Capabilities and applications of computer augmented measuring systems

Prof.dr.ir. K.B. Klaassen, J.D. Schipper

Electronic Instrumentation Laboratory
Electrical Engineering Department
Delft University of Technology
4 Mekelweg, 2628 CD Delft

Abstract: *Mini- and microcomputers have a great impact on the implementation of modern instrumentation systems for measurement and control. These new computer instrumentation systems realize the transformation of measurement information required for measurements stabler in time and much more accurate and flexible than older analogue electronic instruments. Microcomputers make measuring instruments with intelligent measuring functions feasible. Such instruments can be combined into distributed measurement systems orchestrated by a central controller. In this paper the capabilities and applications of computerized instrumentation systems for the acquisition, transmission, processing and presentation of measurement information will be discussed.*

1. INLEIDING

Om de mogelijkheden en toepassingen van de computer in de meettechniek goed te kunnen illustreren zullen we eerst de inhoud van het begrip "meten" wat nader toelichten. Meten wordt van oudsher beoefend; reeds 4000 jaar voor Christus werden in Babylonië en Egypte sterrenkundige metingen uitgevoerd. Juist deze lange historie van het meten en het feit dat het meten doorgedrongen is niet alleen tot alle takken van wetenschap en techniek maar zelfs tot in het leven van alle dag, maakt dat we "meten" en "meetbaar" zijn licht als vanzelfsprekendheden ervaren, zonder ons te realiseren wat we eigenlijk bij het meten precies doen.

Globaal gesproken meten we om *informatie* te verkrijgen over een bepaalde (meestal fysische) toestand, eigenschap of verschijnsel. Dit maakt het nodig onderscheid te maken tussen het verzamelen van informatie omtrent de *hoedanigheid*, de *soort* of de *aard* van de onbekende, te meten grootheid (*structurele informatie*) en het verzamelen van informatie omtrent de *hoegrootheid*, de *intensiteit* of de *mate* waarin de onbekende grootheid aanwezig is (*metrische informatie*) [1]. Het vergaren van structurele informatie duidt men ook wel aan als *kwalitatief meten* en het bijeen brengen van metrische informatie als *kwantitatief meten*. Bij verreweg het merendeel van de metingen weet men reeds om welke soort grootheid het gaat en kan men dus volstaan met een kwantitatieve meting.

Om aan de basistaak van het meten "informatie verschaffen" te beantwoorden moet een meting aan een drietal kriteria voldoen: de meting moet *representatief*, *selectief* en *objectief* zijn. De representativiteitseis behelst dat de uitkomst van de meting, dat wil zeggen het getal, het symbool of de naam die we het gemetene toekennen, dit ook inderdaad moet representeren; de uitkomst moet in een bepaalde bekende relatie staan tot de te meten onbekende grootheid. Anders zou er immers geen informatie over deze grootheid worden verzameld. De selectiviteitseis stelt dat elke meting selectief moet zijn, dat wil zeggen uitsluitend informatie mag verschaffen ten aanzien van de onbekende grootheid. De uitkomst mag dus niet ook informatie over andere grootheden bevatten; de meting moet een valide meting voor het desbetreffende doel zijn. De objectiviteitseis stelt dat (bij gelijkblijvende onbekende) de meting herhaalbaar moet zijn, uiteraard met hetzelfde resultaat. Het resultaat moet daartoe onafhankelijk zijn van de toevallige waarnemer en het meetinstrumentarium. Anders gezegd:

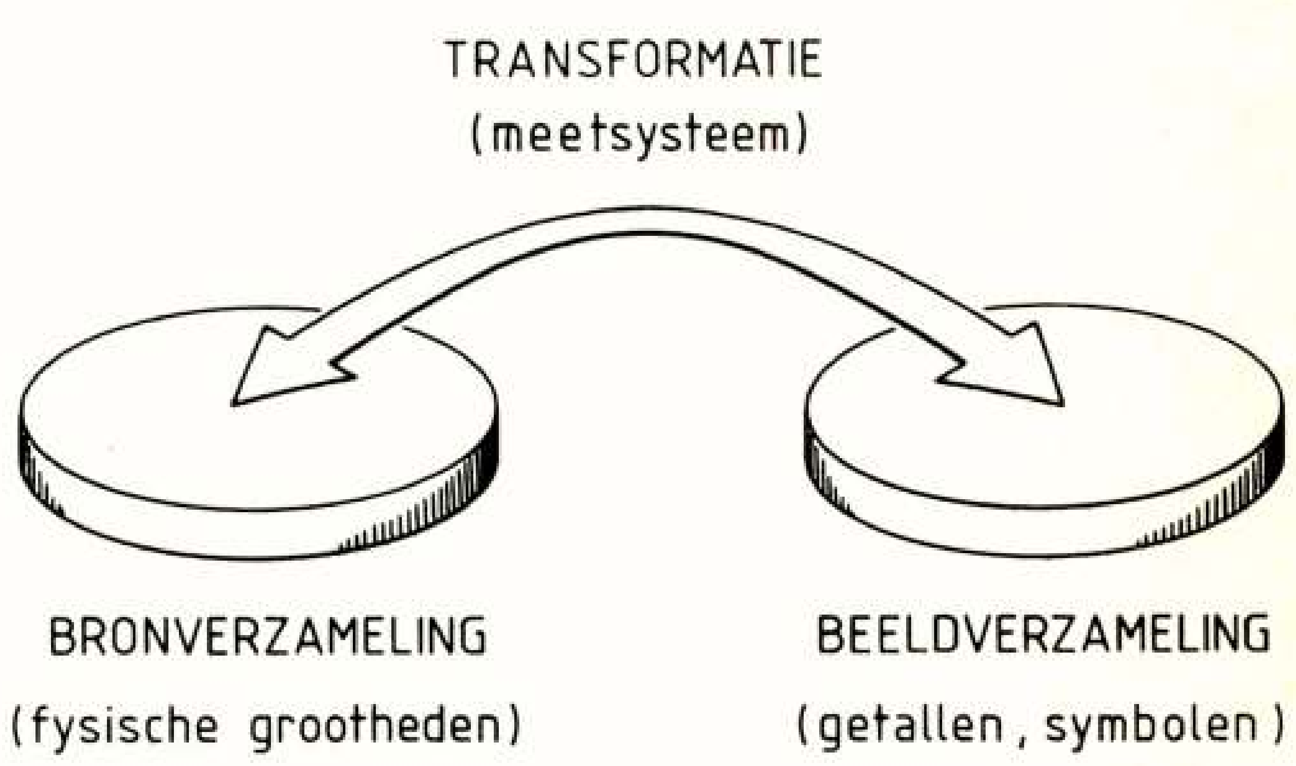


Fig.1: Meten als afbeelding van een verzameling empirisch-fysische grootheden op een beeldverzameling van getallen.

alle waarnemers moeten het onafhankelijk van elkaar over het resultaat eens kunnen worden.

De bovenstaande drie eisen stellen veilig dat de meting structurele of metrische informatie verschaft over de eigenschap van het meetobject die men wilde bepalen. Beperken we ons nu tot het verzamelen van metrische informatie, dus tot kwantitatief meten, dan kunnen we volgens de meettheorie [2] het meten beschouwen als een afbeelding van een bronverzameling op een beeldverzameling (zie fig.1). De bronverzameling heeft betrekking op grootheden die voorkomen in de empirisch-fysische wereld, de beeldverzameling bestaat uit abstracte elementen zoals getallen, symbolen of namen. De transformatie die de afbeelding van elementen uit de empirische verzameling op elementen uit de abstracte verzameling verzorgt, wordt fysisch geïmplementeerd door het geheel van technische hulpmiddelen dat men bij de meting gebruikt. Dit geheel zullen wij aanduiden met de verzamelnaam "*meetsysteem*". Nu stelt de representativiteitseis dat deze transformatie geen willekeurige mag zijn, maar er een moet zijn die het geheel van relaties (het relatie-systeem) tussen de elementen van de beschouwde empirische verzameling mee afbeeldt naar de abstracte verzameling. Tussen de elementen van deze abstracte verzameling moeten dus minstens dezelfde relaties geldig zijn. Dit houdt in dat voor het meten uitsluitend homomorfe afbeeldingen in aanmerking komen. Bij de meest geavanceerde vorm van meten zal de afbeelding zo zijn dat alle relaties die in de beeldverzameling gelden ook juist die zijn die binnen de beschouwde empirische verzameling bestaan. De afbeelding is dan isomorf. Dit is het geval bij de zogenaamde verhoudingsmetingen, als men tenminste de eenheden waarin de resultaten worden uitgedrukt voor alle waarnemers gelijk kiest.

De selectiviteitseis bepaalt eenduidig de aard van de elementen van de empirische verzameling. Als er een druk moet worden gemeten is niet de temperatuur mede ingangsgrootheid; de elementen zijn dus "druk"-elementen.

Tenslotte legt de objectiviteitseis de onafhankelijkheid vast van de voor een meting (afbeelding) voorgeschreven transformatie van de toevallige keuze van de meetmiddelen en waarnemers.

Aldus is een formeel logisch gesloten systeem op te zetten dat het meten beschrijft. Het meten is daarin een transformatie van elementen uit een bronverzameling in elementen uit een beeldverzameling. Deze, voor een bepaalde meting, precies omschreven transformatie moet technisch gerealiseerd worden in een meetsysteem.

2. MEETINSTRUMENTATIE

De afbeelding die zich in een meetsysteem voltrekt, bestaat meestal uit meerdere omzettingen na elkaar die zich afspelen binnen één technisch systeem of in een aantal onderling communicerende technische systemen. Het realiseren van zulke systemen duidt men aan als *meetinstrumentatie*; d.i. de theorie en de techniek van het ontwerpen en ontwikkelen van instrumentele systemen of instrumenten voor het meten.

Een *meetsysteem* wordt in de instrumentatie opgevat als een stelsel van onderling samenwerkende componenten, dat afgebakend is van de *omgeving* waarin dat systeem zich bevindt en van de rest van het *(super)systeem* waar het beschouwde meetsysteem een subsysteem van is. De taak nu van de meetinstrumentatie is, de componenten van een meetsysteem zo te kiezen en de samenwerking tussen deze componenten zo te coördineren dat het systeem de voorgeschreven transformatie realiseert. Daar het meetsysteem naast de gewenste wisselwerkingen met het "supersysteem" (invoer meetgrootheid, uitvoer meetresultaat) ook ongewenste wisselwerkingen met de omgeving onderhoudt, is het bedrijf van het meetsysteem aan een aantal beperkende condities onderworpen [3]. Het doel van deze beperkende condities is het uitsluiten van verkeerd gebruik waarbij een andere dan de voorgeschreven transformatie optreedt, of waarbij schade aan het supersysteem, het meetsysteem zelf of de omgeving optreedt. Voor een meetsysteem zijn er twee soorten van zulke condities: omgevingscondities en in- en uitgangscondities. De omgevingscondities beperken de omgeving waaraan het systeem mag worden blootgesteld (temperatuur, vochtigheid, trillingsniveau, voedingsspanning e.d.); de in- en uitgangscondities beperken de wisselwerkingen met het supersysteem (maximale ingangsspanning, -stroom, laagste belastingsweerstand, hoogste meetsnelheid, etc.).

Zelfs als aan alle beperkende condities is voldaan dan nog zal een meetsysteem de voorgeschreven transformatie niet exact uitvoeren. Zolang echter de afwijking binnen, van te voren gespecificeerde, toleranties valt, functioneert het systeem bedrijfszeker. Het bestaan van deze tolerantie-intervallen maakt dat op basis van de uitgangsinformatie van een meetsysteem de ingangsinformatie niet volledig kan worden gereconstrueerd; er zal enige onzekerheid blijven bestaan omtrent de aangeboden ingangsinformatie. Door ruis, parameterafwijking, etc., kan men op basis van de uitkomst van een meting in de beeldverzameling dus slechts een ε-omgeving rond een element uit de bronverzameling reconstrueren als gemeten grootheid. Met deze problemen houdt een bepaald deel van de meettheorie, de foutentheorie, zich bezig.

De realisatie en het bedrijven van een meetsysteem vergen een zekere hoeveelheid middelen of gegeneraliseerde kosten. Voorbeelden zijn: geld, tijd, grondstoffen, gewicht, volume. Algemeen gedefiniëerd houdt de *meetinstrumentatie* zich daarom bezig met het optimaal ontwerpen van meetsystemen die een voorgeschreven transformatie realiseren binnen bepaalde gespecificeerde toleranties, omgevingscondities en in- en uitgangscondities, tegen zo gering mogelijke gegeneraliseerde kosten. Dit

optimum wordt daarbij betrokken op de gehele levenscyclus van het systeem: ontwerp, produktie en gebruik.

3. COMPUTER EN MEETINSTRUMENTATIE

De implementatie van meetsystemen, de meetinstrumentatie dus, heeft in het verleden reeds een grote revolutie doorgemaakt. Van oudsher realiseerde men het meetinstrumentarium namelijk vrijwel uitsluitend met (fijn)mechanische middelen. Denk maar aan meetapparatuur zoals diverse soorten galvanometers, elektrostatische instrumenten en weerstandsdecaden met stoppenbanken. De komst van elektronische meetapparatuur werd door de mensen werkzaam op dit terrein dan ook min of meer als een revolutie ervaren. Dit moge onder andere blijken uit het feit dat er zelfs kleine nederlandse ondernemingen, die zich voor de intrede van de elektronica een goede naam op dit instrumentatiegebied hadden verworven, door een hardnekkig vasthouden aan de oude, fijnmechanische aanpak hebben opgehouden te bestaan.

In deze nieuwe elektronische meetapparatuur werd vrijwel uitsluitend analoge elektronica toegepast. Typische exponenten van dit analoge tijdperk waren: versterkerspanningsmeters en -stroommeters, oscilloscopen, signaalgeneratoren en dergelijke.

Thans kan men een overgang waarnemen naar meetapparatuur die meer en meer gebruik maakt van digitale elektronica. De verwachting is dan ook dat, behalve voor sommige specialistische doeleinden, de meetinstrumentatie zich in de nabije toekomst voornamelijk nog van digitaal elektronische oplossingen zal bedienen. Deze overgang van de analoge meetinstrumentatie naar de digitale is minder drastisch dan de bovengeschetste, maar zij stuit, traditioneel gezien, bij de beoefenaren van het vak toch ook op enige weerstand; men moet een stuk opgedane ervaring laten schieten en zich opnieuw inwerken om de mogelijkheden en de nadelen van nieuwe realisatiewijzen te leren.

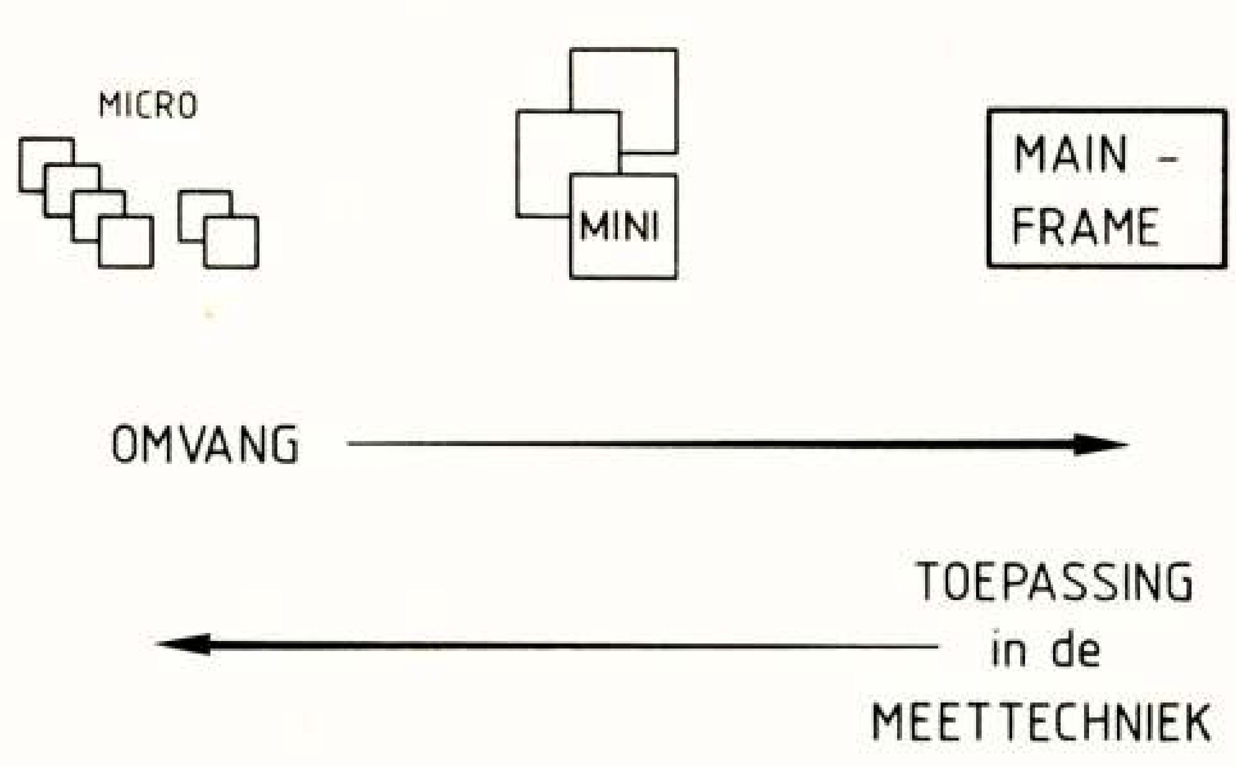


Fig.2: De grootte van computers en het aantal toepassingen in de meettechniek.

In de digitale meetinstrumentatie ziet men meer en meer de computer toegepast. Zoals in fig.2 is aangegeven kan men de computer in de meetinstrumentatie globaal naar toenemende grootte verdelen in de microcomputers, de minicomputers en de mainframe-computers. Dit betekent niet dat de grotere computers van principieel andere opbouw zijn dan hun kleinere soortgenoten. Veelmeer moet men de kleinere computers zien als sterk gereduceerde versies van hun "big brothers" met uiteraard ook sterk gelimiteerde mogelijkheden.

In de instrumentatie komt de microcomputer in aanmerking voor het vervullen van die instrumentele taken waarbij het ontwerp optimaal toegespitst is op het verrichten van één taak uitgevoerd door een microcomputer die ingebouwd is in het instrument zelf (single task, dedicated design). De voor deze instrumentatie benodigde hardware en software worden meestal zelf ontworpen.

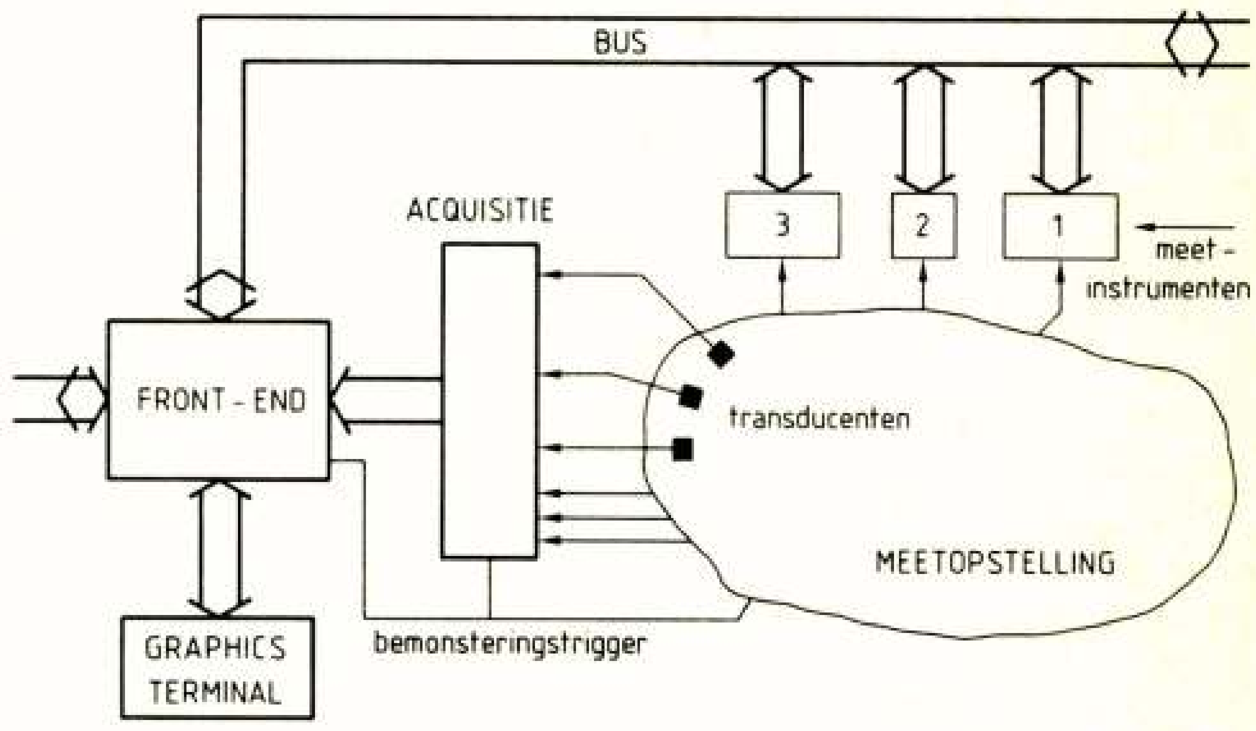


Fig.3: De on-line toepassing van een minicomputer voor het verwerven van meetgegevens.

De grote mainframe-computers worden alleen in zeer grote systemen gebruikt of voor het processen van erg complexe meetinformatie. Deze computertoepassingen zullen wij hier buiten beschouwing laten.

De minicomputer wordt in de instrumentatie gebruikt voor meer dan één taak, waarbij het flexibel overgaan van de ene taak naar de andere een eerste vereiste is. Dit kan gebeuren voor één gebruiker die steeds andere taken laat uitvoeren (single user system), maar ook ten behoeve van meerdere gebruikers die (quasi) gelijktijdig werken (multi user system). Meestal is de minicomputer centraal opgesteld in een net van meetapparatuur. De benodigde hardware en systeem-software wordt meestal ingekocht, en men ontwikkelt zelf de applicatie-software. Een voorbeeld van zo'n minicomputertoepassing is geschetst in fig.3. Hier is de minicomputer een front-end processor die deel uitmaakt van een gedistribueerd computernetwerk. De computer is gekoppeld aan de meetopstelling door middel van data-acquisitieapparatuur die onder andere zorgt voor de vereiste bemonstering, analoog-digitaal omzetting, anti-aliasing filtering, etc. Een

deel van de te meten grootheden is niet-elektrisch en moet met behulp van transducenten in een elektrische grootheid worden omgezet. De bemonsteringstijdstippen kunnen door de computer worden bepaald maar, waar zulks nodig is, ook door signalen vanuit de meetopstelling. De computer kan verder door middel van een bussysteem gegevens van lokale meetapparaten verzamelen en via hetzelfde bussysteem de apparatuur opdrachten geven voor het instellen, het omschakelen op het meten van andere grootheden, etc.. De centrale taak van de computer in fig.3 is het verzamelen van meetgegevens, het bewerken van meetgegevens, en het op overzichtelijke wijze presenteren van complexe meetinformatie bijvoorbeeld in de vorm van een drie-dimensionaal oppervlak op een "graphics terminal".

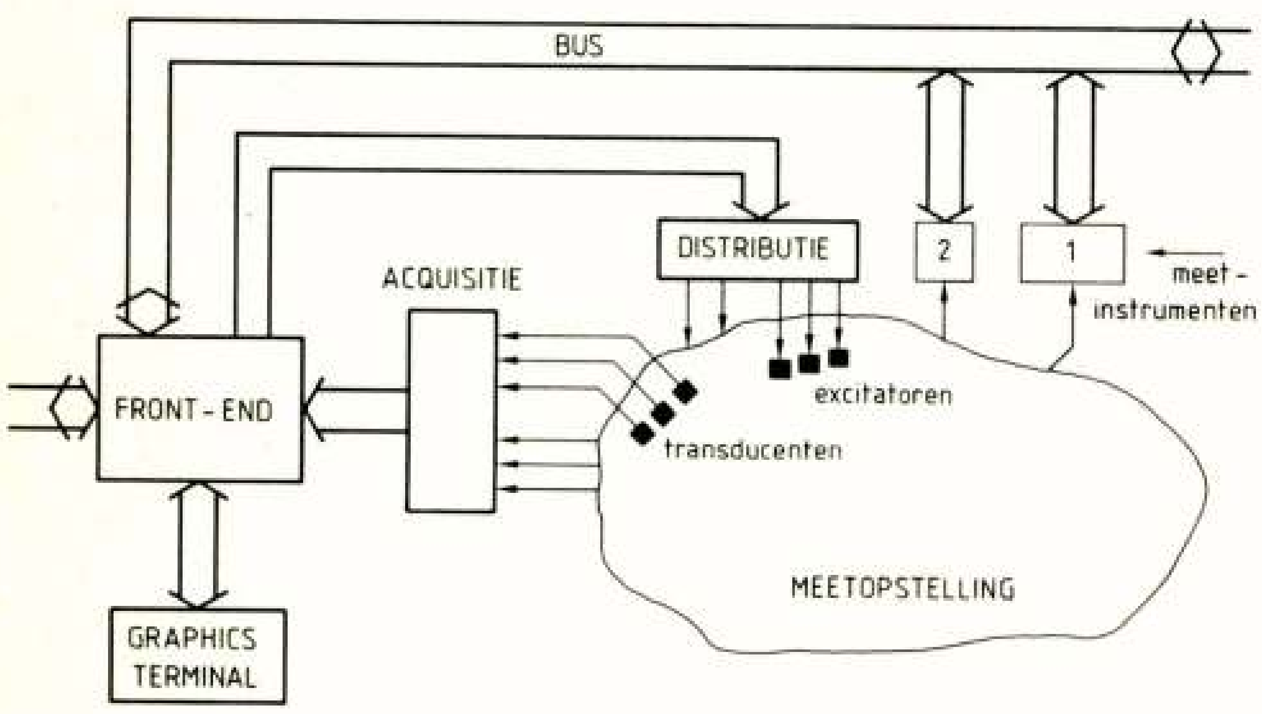


Fig.4: De in-line toepassing van een minicomputer voor het meten aan en het sturen van een proces of experiment.

Naast dit zogenaamde "on-line" gebruik wordt de minicomputer ook "in-line" gebruikt. Een voorbeeld daarvan is in fig.4 aangegeven. Hier wordt hetzelfde systeem als in fig.3 naast het verzamelen van meetgegevens bovendien gebruikt voor het sturen van de meetopstelling. Daartoe wordt de computeruitvoer in een aantal parallelle analoge of digitale elektrische signalen omgezet met behulp van data-distributieapparatuur. Als een bepaalde grootheid niet direct met een elektrisch signaal te sturen is, is er een excitator nodig; dat wil zeggen een inverse transducent die de relatie legt tussen de te sturen grootheid en een elektrisch signaal.

De toepassing van de micro- en minicomputer in de moderne meetinstrumentatie is vooral te danken aan de enorme diversiteit van signaalbewerkingen die men daarmee kan realiseren. Door de toenemende snelheid en woordbreedte van de moderne computers, is het relatief eenvoudig algoritmes te programmeren voor veel voorkomende bewerkingen zoals filteren, lineariseren en compenseren voor parasitaire afhankelijkheden. Deze algoritmes kunnen indien nodig door het wijzigen van een aantal getallen eenvoudig worden aangepast. De stabiliteit in de tijd van de zo gerealiseerde signaalbewerkingen is excellent. Ook de haalbare nauwkeurigheid is groot. Dit alles maakt dat we met de computerinstrumentatie dus meetsystemen kunnen realiseren die zeer goed een bepaalde, voor het meten vereiste, transformatie implementeren. Dit was nu juist het primaire doel van de meetinstrumentatie zoals we in §1 en §2 hebben gezien.

Werpen we een blik op de toekomst van de meetinstrumentatie met behulp van de computer (hier kortheidshalve aangeduid als *computerinstrumentatie*), dan moet men rekening houden met een drietal trends uit de digitale micro-elektronica: de "growth trend", de "unreliability trend" en de "cost trend".

De *"growth trend"* is de tendens naar steeds meer logische operaties binnen één komponent. Deze complexiteitstoename via "Large Scale Integration" (LSI) naar "Very Large Scale Integration" (VLSI) geeft komponenten die steeds meer kunnen. De single-chip microcomputer wordt krachtiger; meer geheugen op de chip, meer in- en uitvoermogelijkheden, waaronder digitaal-analoog en analoog-digitaal conversie. Het ligt in de verwachting dat ook bepaalde, veel voorkomende signalprocessing operaties zoals, de "Fast Fourier Transform" (FFT) in één-chip uitvoering zullen verschijnen.

Deze "growth trend" maakt dat in de nabije toekomst de meetinstrumentatie steeds meer zal gaan naar meetsystemen met "distributed intelligence". Door de voorhanden zijnde krachtige komponenten zullen allerlei (meet)transformaties die men vroeger, door complexiteit gedwongen, centraal afhandelde, thans lokaal worden gerealiseerd. Dit maakt dat de communicatie tussen de verschillende delen van zo'n gedecentraliseerd meetsysteem ook een andere vorm krijgt. Was deze communicatie vroeger nodig voor transport van grote hoeveelheden (vrijwel) onbewerkte data, thans zal zij voornamelijk bestaan uit opdrachten en antwoorden die te maken hebben met de systeemcoördinatie; het feitelijke datatransport kan aanzienlijk gereduceerd worden. Dit maakt dat bussystemen, die ook geschikt zijn voor systeemmanagement en -coördinatie, steeds meer op de voorgrond treden.

De *"unreliability trend"* is een ongewenste trend die helaas gelijke tred houdt met de toenemende complexiteit van een systeem. Naarmate men grotere systemen realiseert, is de kans op defect raken ook groter; de bedrijfszekerheid wordt een begrenzende factor, als men tenminste geen adequate tegenmaatregelen neemt. Om een indruk te krijgen van de vereiste bedrijfszekerheid van een computer op het niveau van de verwerking van elementaire bits, kan men een afschatting maken van de fout-

kans die op bitniveau is toegestaan voor een continu werkende machine die bijvoorbeeld gemiddeld één keer per 4 weken defect raakt. Deze foutkans is afhankelijk van de snelheid van de machine; zij is echter voor alle machines onvoorstelbaar klein. Dit is inherent aan de digitale elektronica; men zet complexe bewerkingen om in een zeer groot aantal elementaire operaties die zeer snel en bedrijfszeker moeten zijn.

Naast een toenemende complexiteit die zonder tegenmaatregelen een lagere bedrijfszekerheid zou geven, zijn ook de gevolgen van het falen van de grotere meetsystemen kostbaarder. Zo'n systeem heeft meestal meerdere gebruikers, wier werk wordt geblokkeerd door het uitvallen van het systeem. Het meetsysteem is ter verhoging van het rendement vrijwel continu in gebruik, waardoor onderhoud niet gemakkelijk in de gebruiksvrije perioden gepleegd kan worden. Tenslotte is ook de schade die voortvloeit uit het falen van zo'n systeem een reden om de bedrijfszekerheid hoog in het vaandel te voeren.

Dit alles maakt dat methoden die een snelle reparatie mogelijk maken van groter belang zullen worden naast methoden die leiden tot een grotere inherente bedrijfszekerheid. De onderhoudbaarheid van computerinstrumentatie-systemen wordt o.a. vergroot door goed gedocumenteerde programma's, door modulaire opbouw en het installeren van self-check en self-test modes.

Ter illustratie zij vermeld dat circa 90% van alle hardware storingen mechanische storingen in de systeemperiferals (printers, terminals, etc.) zijn, terwijl 9% van de hardware storingen in verbindingen (kabels, connectors, printsporen, etc.) optreedt en tenslotte slechts circa 1% van de hardware storingen optreedt door fouten in de digitale elektronica.

Een grotere inherente bedrijfszekerheid voor de meest kritische toepassingen verlangt "fault-tolerant computing" door middel van bijvoorbeeld redundante hardware en/of software. Veelal zal een dergelijke extreme maatregel niet nodig zijn en zal het accent gelegd worden op gestructureerd programmeren, het modulair opbouwen van programma's, het gebruik van talen van een hoger niveau samen met compilers en cross-assemblers met een "bewezen bedrijfszekerheid" en dergelijke.

De derde trend die waar te nemen valt, is de verschuiving van de kosten van de computerinstrumentatie van de vroeger overwegende hardware kosten naar de thans overwegende software kosten. Deze ontwikkeling is in fig.5 geschetst. De software kosten zijn in deze figuur onderverdeeld in de kosten die gemaakt moeten worden voor het ontwikkelen van de programmatuur en de kosten voor het onderhoud van de programmatuur en de documentatie. De sterke groei van met name de onderhoudskosten wordt veroorzaakt door de hoge lonen, grote systeemcomplexiteit en het feit dat het onderhoud lokaal (dus in veelvoud) moet geschieden terwijl de programmaontwikkeling centraal en eenmalig kan geschieden.

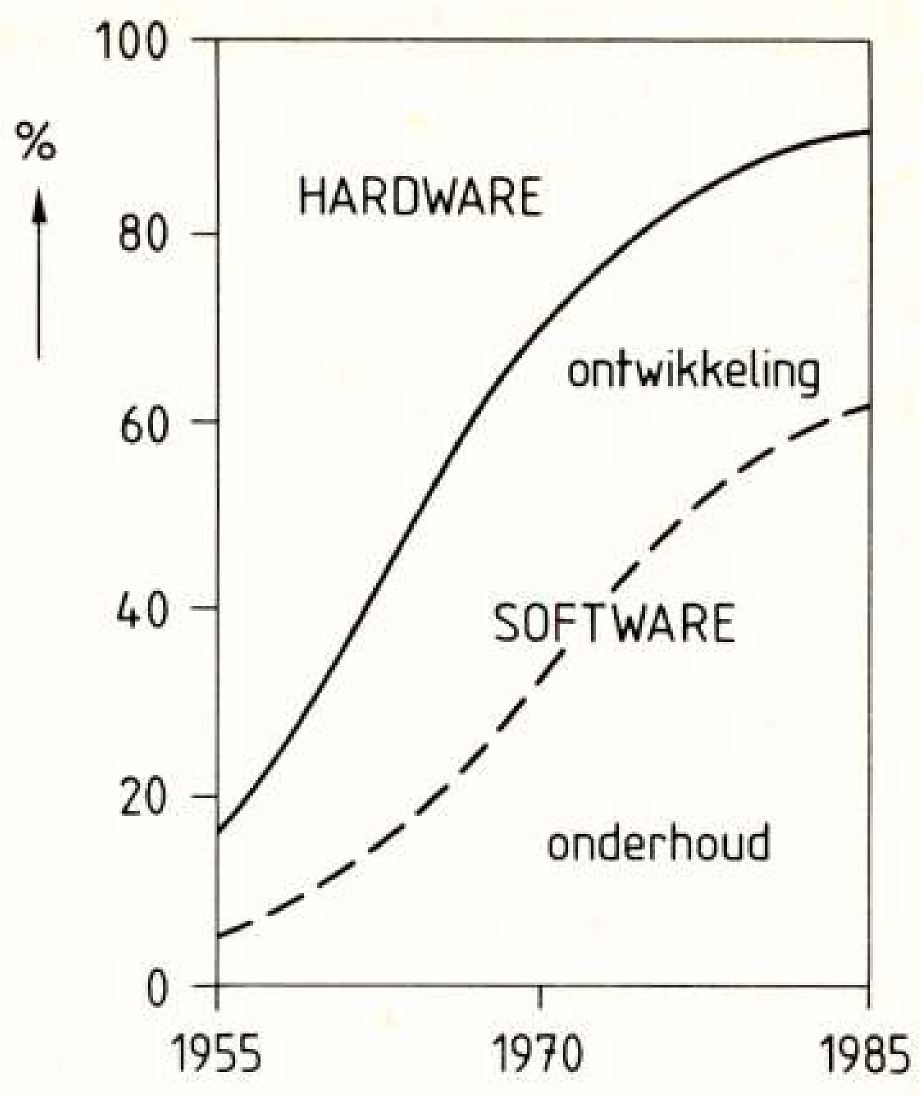


Fig.5: De verhouding van de totale hardware en software kosten van een computer (cost of ownership).

We kunnen deze kostenverschuivingstrend als volgt samenvatten. Digitale elektronische komponenten, ook de meest complexe, geven slechts "computing potential". Door middel van software zal deze "computing potential" in "computing power" moeten worden omgezet. Als we in aanmerking nemen het grote aantal (micro)computerkomponenten dat thans door de halfgeleiderfabrikanten op de markt wordt gebracht, kunnen we eenvoudig berekenen, zelfs als we een reductie aanbrengen voor gelijke en gelijksoortige toepassingen, dat er vanaf 1985 niet voldoende programmeurs opgeleid kunnen worden om in alle software te voorzien. Deze te verwachten software-krisis zal leiden tot een grotere nadruk op het programmeren in hogere talen, het verlengen van de levensduur van de programmatuur door deze zo te ontwerpen dat zij gemakkelijk kan worden veranderd en aangepast aan nieuwe wensen, en verder ook gebruikt kan worden op andere generaties systemen, dus "portable" is.

Laten we nu tegen de achtergrond van de bovenstaande trends in de digitale elektronica de computer in de meetinstrumentatie gaan bezien.

4. COMPUTERINSTRUMENTATIE

In fig.6 is de meest globale meetsituatie geschetst. In deze zogenaamde canonieke meetsituatie wordt een of andere grootheid van een meetobject met behulp van een meetsysteem bepaald. Het resultaat wordt gepresenteerd aan een (gegeneraliseerde) waarnemer. Dit kan een mens zijn, maar ook bijvoorbeeld een machine. Waarnemer en meetobject vormen hier in de terminologie van §2 delen

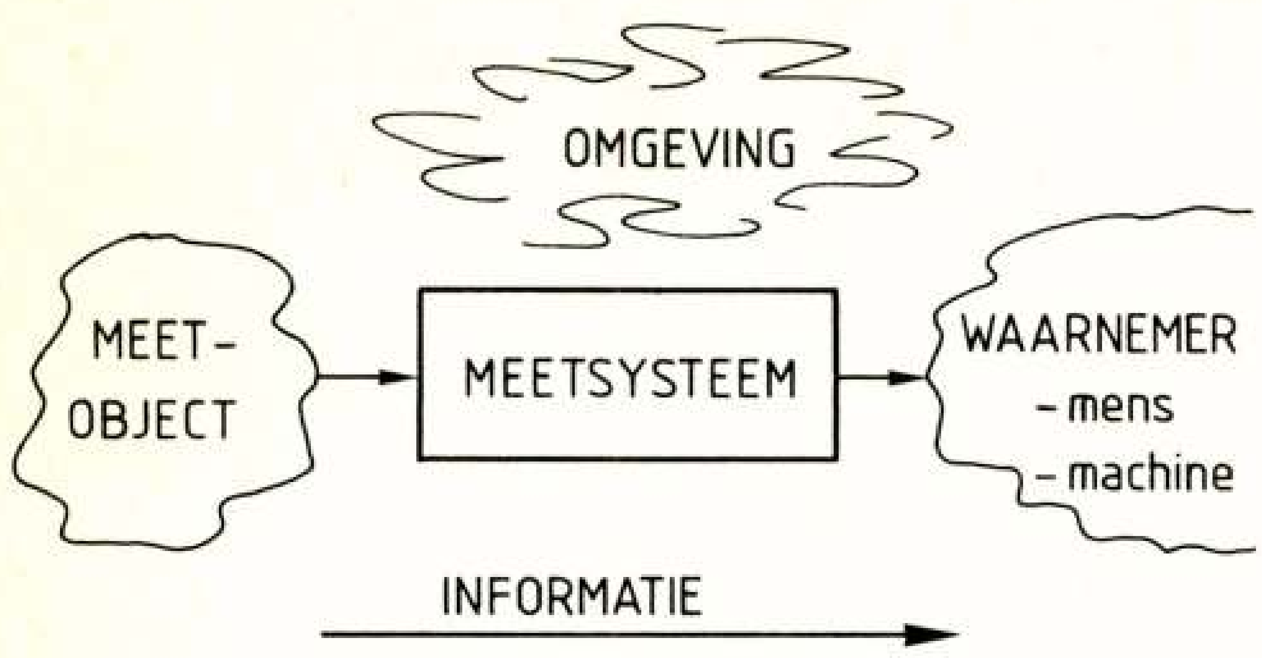


Fig.6: De canonieke meetsituatie.

van het "supersysteem" waartussen het beschouwde meetsysteem is geplaatst.

Zoals in fig.7 is aangegeven, verricht het meetsysteem in de canonieke meetsituatie vier basisfuncties om te geraken tot de vereiste transformatie van ingangsgrootheid in meetresultaat. Het systeem neemt informatie op uit het meetobject, het geeft informatie door naar een andere plaats, het bewerkt de informatie en tenslotte geeft het de informatie af in een voor de waarnemer geschikte vorm. De rol van de computer in de meetinstrumentatie zal in het navolgende worden bezien in het licht van deze vier basisfuncties van een meetsysteem.

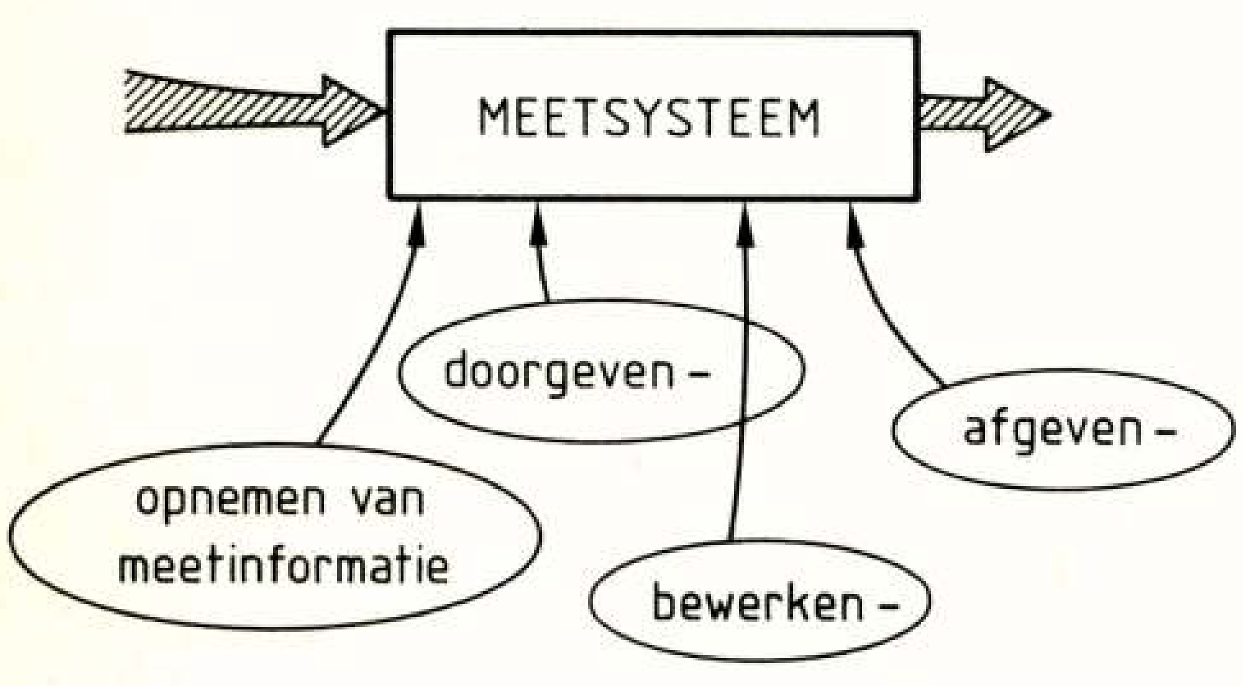


Fig.7: De vier basisfuncties van een meetsysteem in de canonieke meetsituatie.

4.1. Opnemen van meetinformatie

Het opnemen van meetinformatie vormt, daar het meetsysteem zelf reeds een elektrisch systeem is, in het algemeen geen probleem voor te meten grootheden van elektrische aard. Voor het opnemen van niet-elektrische grootheden is een informatie-omzetting aan de ingang vereist in een elektrische grootheid. Deze omzetting geschiedt door middel van een *transducent*. Deze transducent vormt een van de subsystemen van het meetsysteem. De transformatie die zo'n transducent realiseert, bepaalt een deel van de totale, vereiste transformatie van het gehele systeem. Aangetoond kan worden [4] dat de totale transformatie lineair moet zijn, met een vastliggende, bekende evenredigheidsconstante (gevoeligheid) en een vast nulpunt moet hebben. Voor de transformatie die een subsysteem realiseert, behoeft deze zware eis niet noodzakelijk gesteld te worden. De lichtste eis die men voor een deel van het totale beschouwde meetsysteem kan stellen, is reproduceerbaarheid en het ontbreken van "dode zones", mits in een ander deel van het meetsysteem de bovengenoemde vereiste transformatie alsnog kan worden hersteld. Men kan dus volstaan met b.v. een niet-lineaire sensor met een zwevend nulpunt, mits lineariteit en nulpunt verderop in het systeem kunnen worden hersteld.

Door gebruik te maken van een (micro)computer kan er op de uitgangssignalen van een niet-ideale sensor een grote verscheidenheid van operaties en bewerkingen worden uitgevoerd die in de instrumentatie bekend staan onder de naam "conditioning". Zo kan door middel van digitale conditioning een transducent verkregen worden uit een niet-ideale sensor [5] door het toepassen van automatische nulpuntscorrectie, linearisatie, gevoeligheidskalibratie, frequentieresponsie correctie, filtering van stoorsignalen en correctie voor parasitaire afhankelijkheden. Dit laatste kan bijvoorbeeld door ook de parasitaire ingangsgrootheid (b.v. temperatuur) te meten en het uitgangssignaal (resulterend uit b.v. een drukmeting) hiervoor te corrigeren.

We zullen de mogelijkheden van digitale conditioning bij het opnemen van informatie illustreren aan de hand van een belangrijk aandachtsgebied van de instrumentatie, n.l. het meten in de robottechnologie.

Sensore perceptie voor robots

Bij robots, met name bij robots voor assemblage-doeleinden, spelen transducenten voor houdingsperceptie (positie, hoek, etc.), visuele perceptie (relatieve positie, nadering vorm, etc.) en tactiele perceptie (aandrukkracht, relatieve stand t.o.v. grijper, etc.) een cruciale rol. Vooral universeel inzetbare, herprogrammeerbare robots vergen armen en manipulatoren met een grote articulatie en veel vrijheidsgraden (zie fig.8). Dit maakt naast visuele informatie d.m.v. een optisch kanaal met een flexibele, digitale beeldverwerking, patroonherkenning, etc., ook informatie omtrent de stand van de arm en de manipulator onmisbaar. Deze houdingsperceptie moet verkregen worden door verplaatsings- en hoekopnemers tussen de manipuleerbare delen van de robot te plaatsen. Daarnaast is voor een flexibele robot tastzin onontbeerlijk. Deze tactiele perceptie moet worden verkregen door opnemers op te nemen voor nabijheidsdetektie, aandrukkracht en -moment, stick-slip detektie, etc.. Veel van deze transducenten kunnen samengevat worden tot een samengestelde transducent: de "artificial skin transducer". De vele,

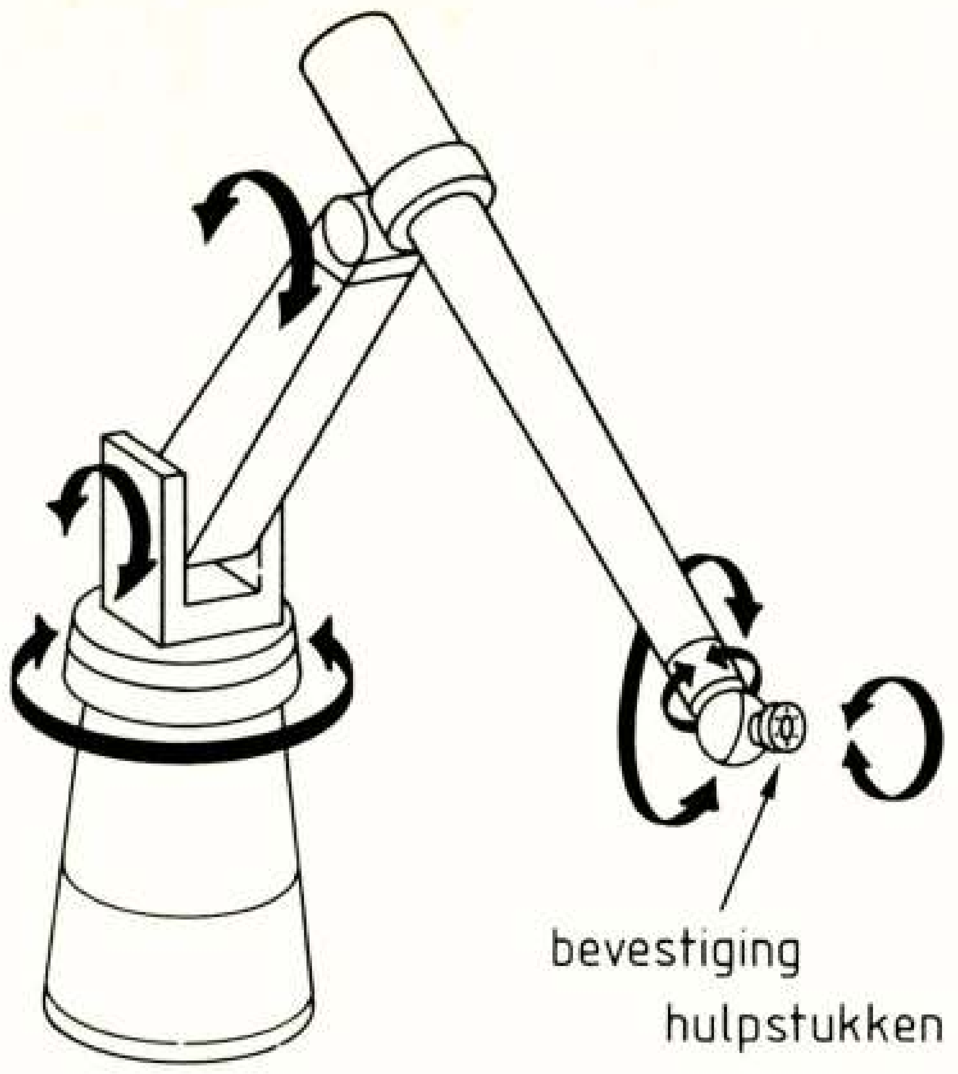


Fig.8: Voorbeeld van een arm- en polsmechanisme van een assemblage-robot dat zes manipulatiegraden realiseert.

onderling afhankelijke, uitgangssignalen van dit tactiele kanaal van een robot moeten omgezet worden in informatie omtrent de wijze van opnemen van een voorwerp, de krachten en momenten die gepaard gaan met de assemblage van twee voorwerpen en ook nog andere grootheden. Deze soort grootheden vormen namelijk de ingangsgrootheden voor de programma's waarmee de robot wordt gestuurd. Er is dus veel en complexe "conditioning" nodig voordat deze gewenste informatie beschikbaar is. Dit maakt dat de conditioning van perceptiesignalen van een robot uitsluitend digitaal kan gebeuren. Een groot voordeel daarbij is dat de conditioning eenvoudig kan worden aangepast als de manipulator wordt uitgerust met een ander hulpstuk of gereedschap. Dit maakt het mogelijk de verwisseling van de hulpstukken onder programmabesturing te laten uitvoeren. Ook een adapterende robot die zich aanpast aan de te verrichten taak behoort dan tot de mogelijkheden.

Een produktierobot die op deze wijze is uitgerust met zintuigen en kunstmatige intelligentie, is voor een grote verscheidenheid van taken inzetbaar. Met deze machines is een verhoging van de kwaliteit van de produktie en een vergroting van de produktiviteit mogelijk. Tevens wordt het economisch haalbaar kleinere series van verschillende produkten te maken.

4.2. Doorgeven van meetinformatie

We hebben in §3 gezien dat door het beschikbaar komen van digitale IC-komponenten van steeds complexere aard, er een toenemende decentralisatie waar te nemen valt in de meetinstrumentatie. Meetsystemen gaan meer en meer bestaan uit clusters samenwerkende, programmeerbare of stuurbare meetfuncties, georkestreerd door een centrale controller die, behalve voor "system management", ook voor de samenvoeging van de gegevens tot de gewenste informatie zorgt. Dit maakt het mogelijk de primaire meetfuncties dichtbij de meetobjecten te plaatsen waardoor veel storingen vermeden kunnen worden.

De decentralisatie maakt de communicatie tussen de verschillende subsystemen in een meetsysteem in toenemende mate belangrijk. De communicatie bestaat uit het uitwisselen van data en besturingsinformatie voor het communicatiekanaal. Onder data wordt hier niet alleen meetgegevens of adressen van subsystemen verstaan maar ook de besturingsopdrachten voor deze subsystemen. De besturingsinformatie voor het communicatiekanaal zelf, zoals nodig voor het afwerken van handshake-procedures, regelt het verkeer over het kanaal volgens een bepaald protocol.

Voor de interne communicatie binnen een meetsysteem is in de eerste plaats een fysisch transmissiekanaal vereist (draad, coax-kabel, glasvezel, radioverbinding, etc.). Daarnaast moeten er afspraken gemaakt worden over de wijze en de vorm van de communicatie. Een dergelijk gestandaardiseerd kanaal waarover een aantal subsystemen communiceert, noemt men wel een bussysteem. Het standaardiseren is daarbij nodig, omdat men bij het samenstellen van een meetsysteem zoveel mogelijk onafhankelijk van de toevallige fabrikanten van de subsystemen wil zijn. Aan de andere kant dient men zo weinig mogelijk te standaardiseren voor het behoud van een flexibel bussysteem. Veel, in het verleden voorgestelde bussystemen zijn dan ook gesneuveld op starheid ten ge-

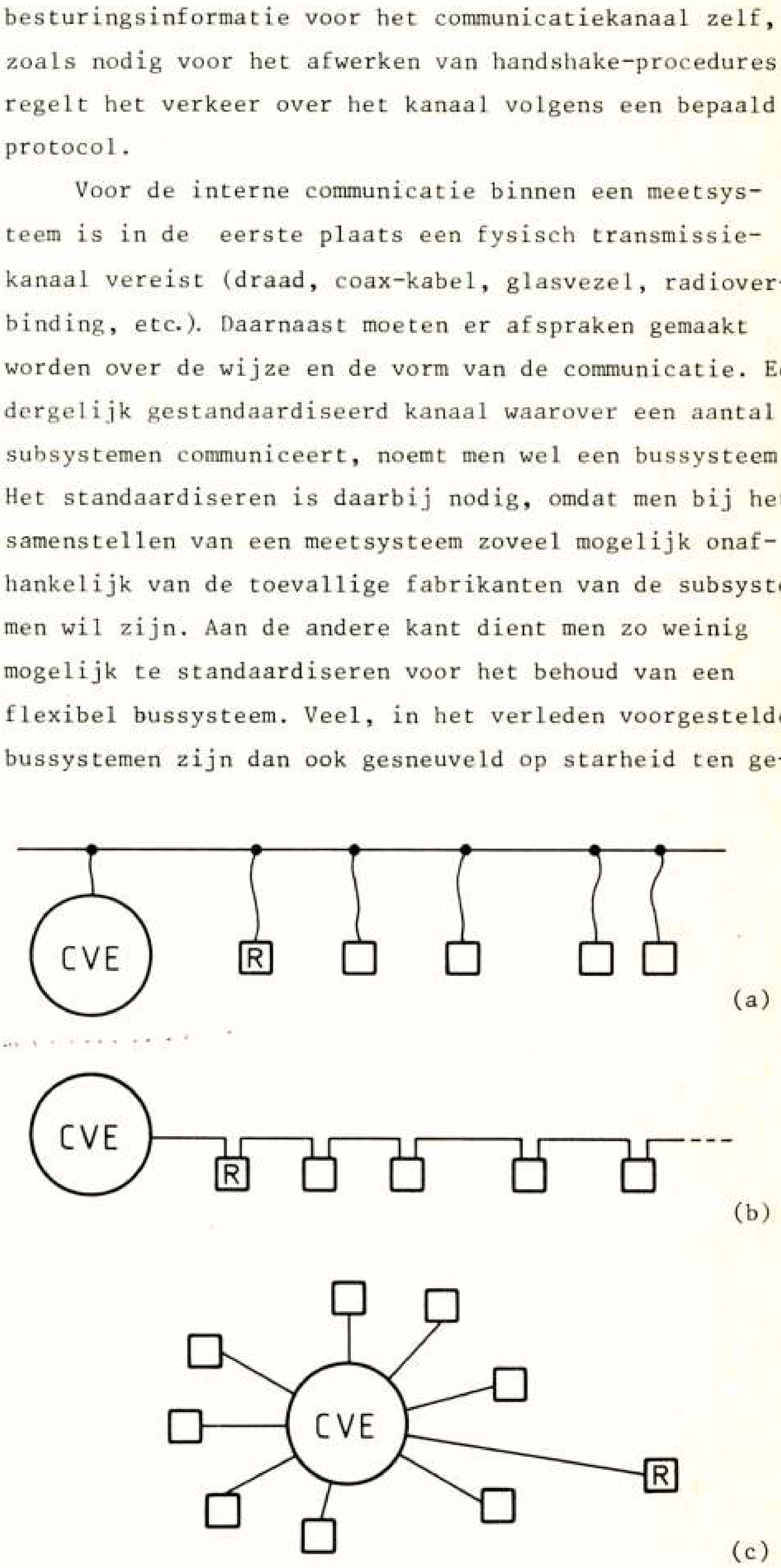


Fig.9: Netwerkstructuren van bussystemen; CVE: centrale verwerkingseenheid, R: randapparaat.
(a) Party-line structuur; (b) Daisy-chain structuur; (c) Sterstructuur.

volge van een te vergaande standaardisatie. Moderne bussystemen hebben meestal alleen een gestandaardiseerd control-protocol. De data-structuur wordt aan de gebruiker overgelaten; er heerst data-anarchie.

Voor een flexibele ruimtelijke plaatsing van de subsystemen in een meetsysteem is het van belang dat de topologie van het busnetwerk flexibel is. Dit vereist dat in het verbindingsnet geen volgorde of richting wordt onderscheiden (zie fig.9). Deze eisen worden gerealiseerd in een bus met een "party-line" structuur.

Eén van de oudste bussystemen voor instrumentele doeleinden was het door Analog Devices uitgebrachte SERDEX-systeem (Serial Data Exchange), een 5 volt, 20 mA TTY en TTL compatibel, vrij traag serieëel systeem. Uit de nucleaire fysica stamt het NIM-systeem (Nuclear Instrumentation for Measurement), dat later opgevolgd werd door het zeer uitvoerig gestandaardiseerde CAMAC-systeem (Computer Application for Measurement And Control). Verreweg het meest gebruikt in de huidige meetsystemen is het door Hewlett Packard ontwikkelde HP-IB (HP Interface Bus) systeem, dat gestandaardiseerd is als IEEE-488 (1978) en als IEC-625. De data wordt bij dit bussysteem parallel overgebracht over gereserveerde datalijnen. Het systeem is goedkoop en flexibel, kent echter beperkingen qua aantal aan te sluiten subsystemen en toegestane buslengte.

Glasvezelbussystemen

Als transmissiemedium voor toekomstige bussystemen is de glasvezel duidelijk in opkomst. De glasvezelverbindingen kenmerken zich door een grote mate van ongevoeligheid voor storingen, toepasbaarheid in explosiegevaarlijke ruimtes, grote overbrugbare afstand en een grote kanaalcapaciteit. Om deze redenen heeft de vliegtuigindustrie voor de meetsystemen aan boord van toekomstige generaties vliegtuigen gekozen voor de glasvezel [6]. Een nog niet adequaat opgelost probleem daarbij is de glasvezelbus met een party-line structuur waarvoor T-koppelingen vereiste zijn. Door haar grote kanaalcapaciteit zullen voor de glasvezelbus vermoedelijk ook andere dan de bestaande protocollen gestandaardiseerd worden.

4.3. Bewerken van meetinformatie

In §3 hebben we reeds gezien dat één van de redenen voor toepassing van de computer in de meetinstrumentatie is, de vele verschillende signaalbewerkingen die daardoor mogelijk worden. Ook kan zeer gemakkelijk van de ene bewerking op de andere worden overgeschakeld, waar nodig onder programmabesturing. Zulke adaptieve meetsystemen kunnen zich zeer flexibel aan allerlei taken aanpassen.

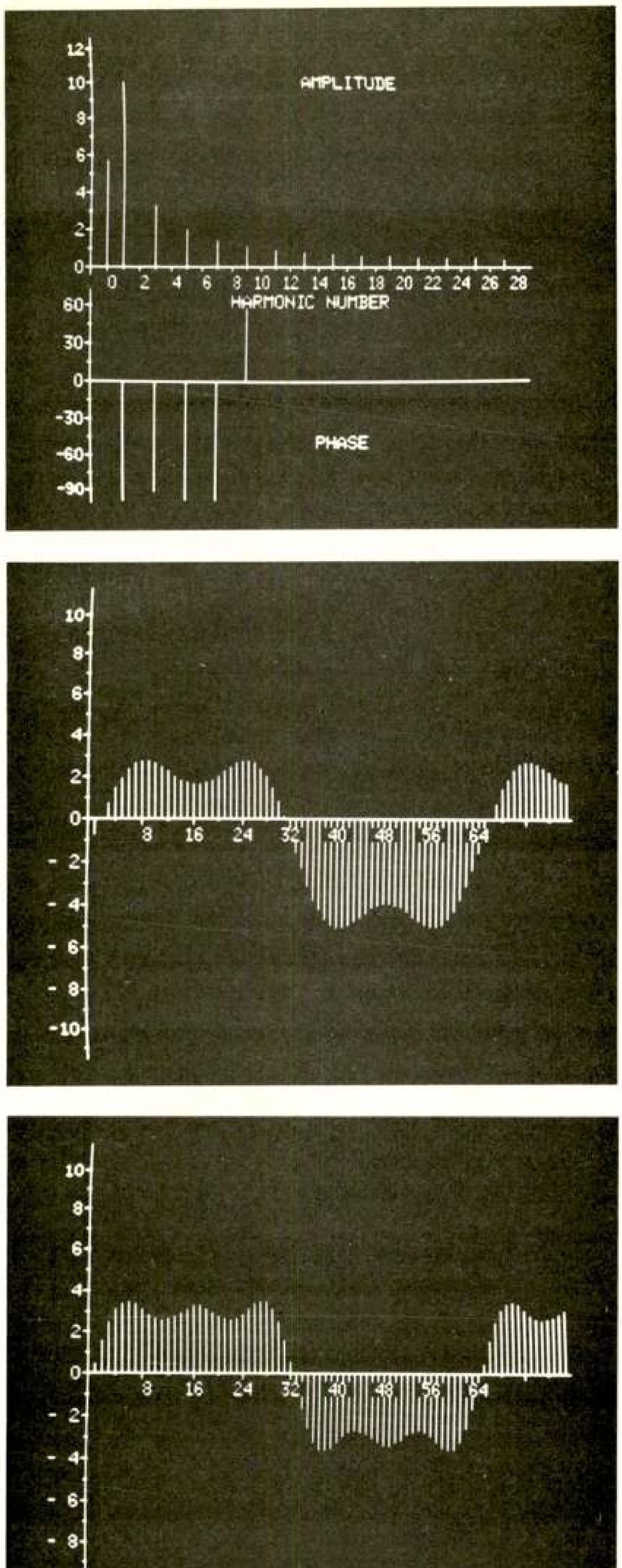
De beperkingen van de mogelijke bewerkingen liggen voornamelijk op het gebied van de per bewerking toegestane rekentijd en beschikbare geheugenruimte. Voor off-line meten wordt het meetsysteem meestal interactief gebruikt. Dit stelt een bovengrens van 0,5 à 1 seconde aan de bewerkingstijd. De beschikbare geheugenruimte kan voor deze off-line toepassingen vrij groot zijn daar gebruik gemaakt kan worden van grote achtergrondgeheugens in de vorm van floppy-disc en hard-disc geheugens. Voor in-line toepassingen wordt de snelheid gedicteerd door het "supersysteem" waarvan het meetsysteem deel uit maakt. De stuur- en regeltaak van het meetsysteem vereist hier dat bewerkingen in "real time" plaatsvinden. De haalbare snelheid hangt samen met de te verrichten taak; zij kan variëren van 10 µs voor b.v. een FFT-bewerking tot 100 ms voor een complexe taak. Bij deze taken wordt vrijwel uitsluitend gebruik gemaakt van het machinegeheugen, wat een aanzienlijke geheugenruimtebeperking per af te werken taak oplegt.

Signal analyzers

De mogelijkheden zijn vrijwel onbeperkt als de computer de bewerkingen off-line kan verrichten. In het navolgende zal daarvan een voorbeeld worden gegeven in de vorm van een "dedicated instrument" voor het analyseren van signalen.

Om off-line te kunnen werken wordt het te meten signaal in real-time ingelezen in een halfgeleidergeheugen. Op de inhoud van dit geheugen vinden vervolgens off-line de benodigde bewerkingen plaats. Het resultaat daarvan wordt (eventueel periodiek) zichtbaar gemaakt op een beeldscherm, een oscilloscoop of geregistreerd met behulp van een schrijver of recorder. Het real-time gedeelte van zo'n systeem moet snel zijn. Met bemonstering en AD-conversie kan men op het ogenblik bij een vereiste bandbreedte van 0 - 10 MHz ongeveer een geheugenruimte van 2048 woorden (samples) van elk 10 bits vullen. Voor een vereiste bandbreedte van 0 - 500 MHz worden dit 1024 woorden van elk 6 bits. Als het oplossend vermogen in de tijd moet toenemen om hoogfrequentere signalen te kunnen verwerken, zal de resolutie in amplitude dus afnemen. Met een andere benadering die een Charge Coupled Device (CCD) gebruikt voor het opnemen van het signaal en dit vervolgens doorschuift in een halfgeleidergeheugen, is momenteel ongeveer een bandbreedte van 0 - 75 MHz haalbaar.

In fig.10 zijn een aantal voorbeelden gegeven van een (complexe) FFT gevolgd door spectrale editing en een inverse-FFT waarmee meetsignalen te corrigeren zijn voor allerlei ongewenste frequenties, ruis, etc.. Op dezelfde wijze zijn faciliteiten te realiseren voor middeling van signalen in het tijd- en frequentiedomein, interpolatie tussen bemonsteringen, post- en pretrigging rondom belangrijke momenten uit een meetsignaal, cursors op beeldschermen voor het meten van belangrijke tijd- en amplitudeintervallen of frequenties, e.d..



(a)

(b)

(c)

Fig.10: Voorbeeld van een van de bewerkingen uit een "signal analyzer". (a) Complexe FFT van een blokvormig signaal met een van nul verschillende gemiddelde waarde; (b) Door spectrale editing en inverse transformatie verkregen reconstructie van dit tijdsignaal, waarbij alleen de gemiddelde waarde en de eerste tot en met de derde harmonische zijn gebruikt; (c) Reconstructie waarvoor alleen de eerste tot en met de vijfde harmonische zijn gebruikt.

4.4. Afgeven van meetinformatie

De laatste fase in de informatiestroom door een meetketen bestaat uit het afgeven van informatie. Als de informatie moet worden afgegeven aan een machinale waarnemer geeft dit meestal geen problemen, omdat dan zowel de machine aan het meetsysteem kan worden aangepast als ook het meetsysteem aan de machine. Bij een menselijke waarnemer is alleen het meetsysteem aanpasbaar aan de

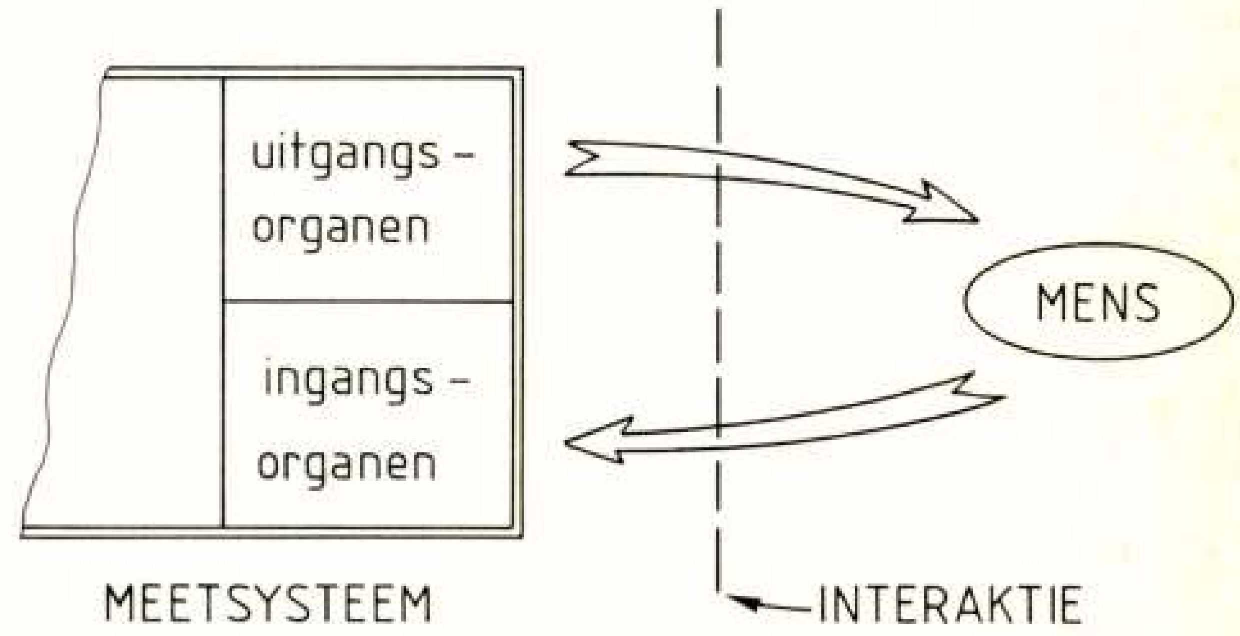


Fig.11: De interface tussen de mens als waarnemer en bediener enerzijds en het meetsysteem als informatie bewerkende machine anderzijds.

mens, daar we meestal eisen dat ook een ongetrainde waarnemer met het meetsysteem overweg moet kunnen. Zoals we in §1 hebben gezien eist de objectiviteit van een meting dat het resultaat onafhankelijk is van de toevallige waarnemer en ook onafhankelijk van het gekozen meetsysteem, zolang dit maar de vereiste transformatie realiseert. Dit houdt in dat er hoge eisen worden gesteld aan de interface tussen het meetsysteem en de mens. De mens functioneert hierbij niet alleen als waarnemer maar ook als bediener van het systeem. Deze laatste taak is nodig voor het kiezen van bepaalde meettaken als mede voor het afregelen en instellen van het meetsysteem. In fig.11 is aangegeven dat de mens in zijn functie als waarnemer-bediener van het meetsysteem niet het systeem ervaart zoals het in werkelijkheid is opgebouwd maar zoals het zich aan hem presenteert. De waarnemer-bediener heeft met een zogenaamd "*virtueel instrument*" te maken dat zich manifesteert door de uitgangsorganen van het meetsysteem voor de waarneming en de ingangsorganen voor de bediening. Meestal zijn beide soorten organen op dezelfde plaats uitgevoerd. Men spreekt dan van een "instrumentatie-terminal" als de interface tussen mens en meetsysteem.

De instrumentatie-terminal is in het algemeen niet op dezelfde plaats opgesteld als de rest van het meetsysteem, b.v. in het geval van een gedistribueerd systeem. Ook kan de terminal mogelijkheden toevoegen aan de in het meetsysteem aanwezige apparatuur door bewerkingen met de (micro)computer die in de terminal aanwezig is (computer augmented measuring system). De voor-

naamste taak echter van een instrumentatie-terminal is het realiseren van de "human interface" door een zo optimaal mogelijke koppeling met de mogelijkheden en beperktheden van de mens. Hiervoor is het nodig dat een instrumentatie-terminal is uitgerust met goed aan de mens aangepaste *interactie-organen* voor *invoer* en *uitvoer* en dat het *virtuele instrument* waarmee de mens aan een instrumentatie-terminal geconfronteerd wordt, een op de mens afgestemde *architectuur* heeft.

Uitgangsorganen

Voor de presentatie van gemeten informatie aan de mens komen van alle zintuigen alleen het gezichtsvermogen en het gehoor in aanmerking. Uitgangsorganen die informatie koppelen aan het menselijke gezichtsvermogen, de zogenaamde visuele displays, zijn er te over. Uitgangsorganen die het menselijke gehoor "aanspreken" zijn technisch tegenwoordig goed mogelijk.

Voor wat de ontwikkeling op het gebied van visuele displays betreft, valt een sterke toename in kleuren-displays met een hoge resolutie te verwachten. Deze displays maken het mogelijk ook complexe meetinformatie in de vorm van sterk gestyleerde, bewegende twee- of driedimensionale beelden aan een menselijke waarnemer op natuurlijke wijze te presenteren, dat wil zeggen zonder overbelasting, irritatie of onderactiviteit van het visuele kanaal. Een voorbeeld hiervan is de computer-gegenereerde beelden voor gemeten informatie omtrent koers, stand, nadering ten opzichte van landingsbaan van vliegtuigen. Deze elektronische cockpit-displays (zie fig.12) zullen in de toekomst ook in lijnvliegtuigen worden opgenomen. Hierdoor zal de cockpit (flight deck) instrumentatie aanzienlijk eenvoudiger worden (zie fig.13).

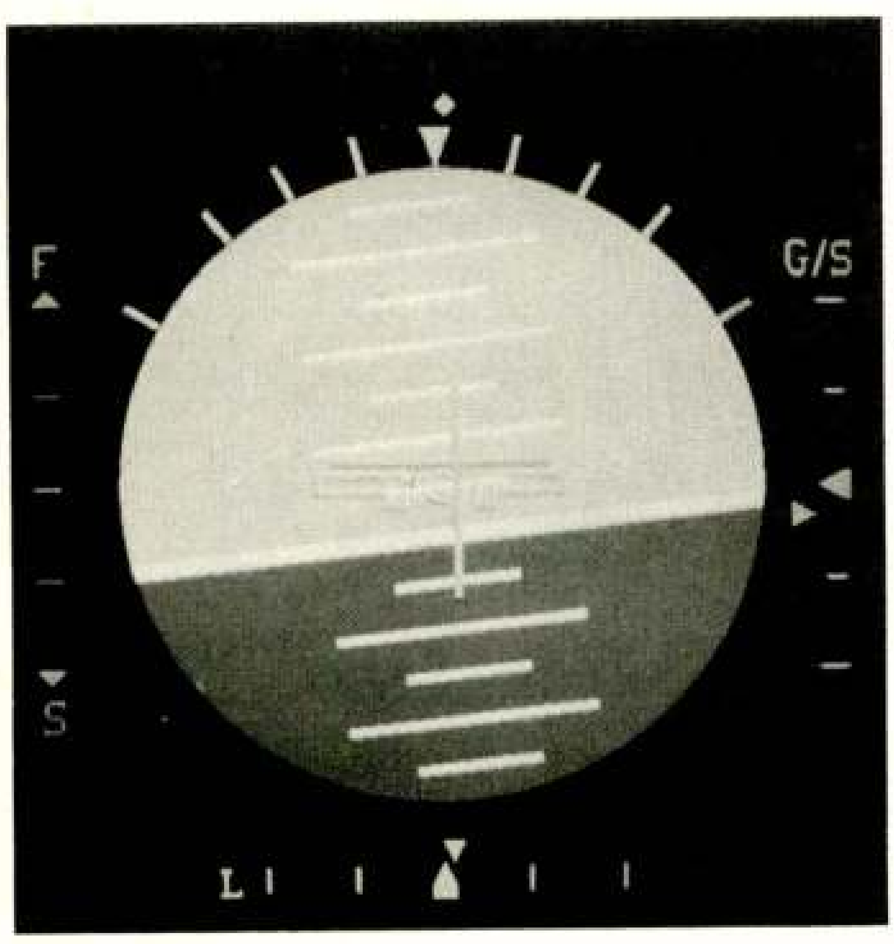


Fig.12: Cockpit-display voor toekomstige lijnvliegtuigen (bevat horizon, glide-slope en localizer informatie, fast/slow en decrab indicatie.

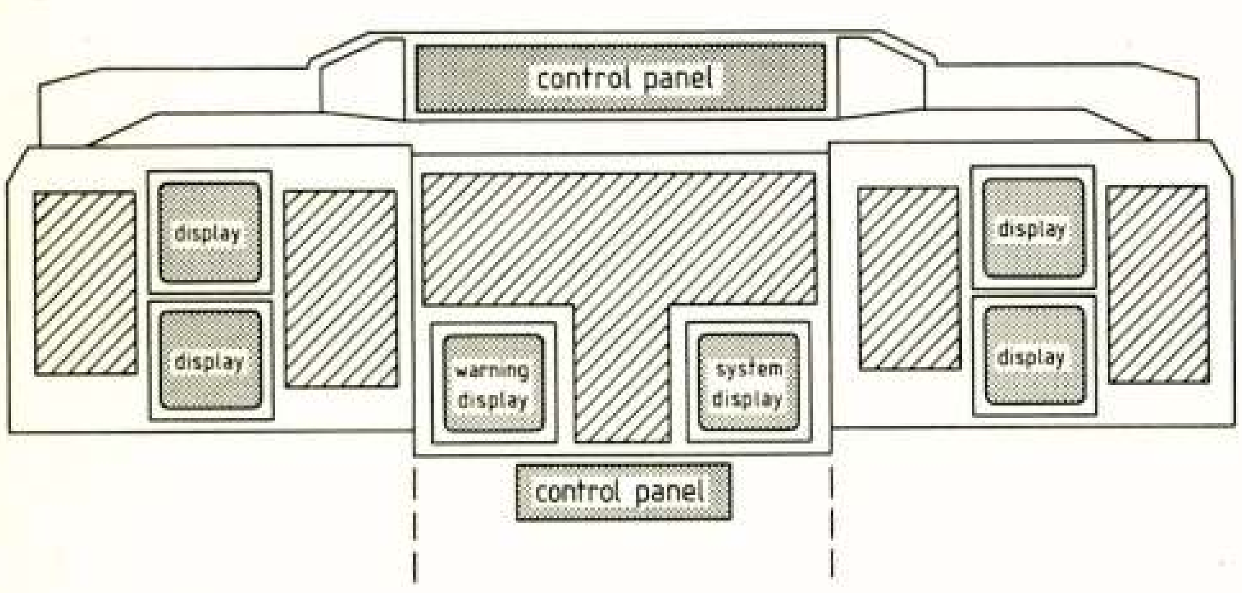


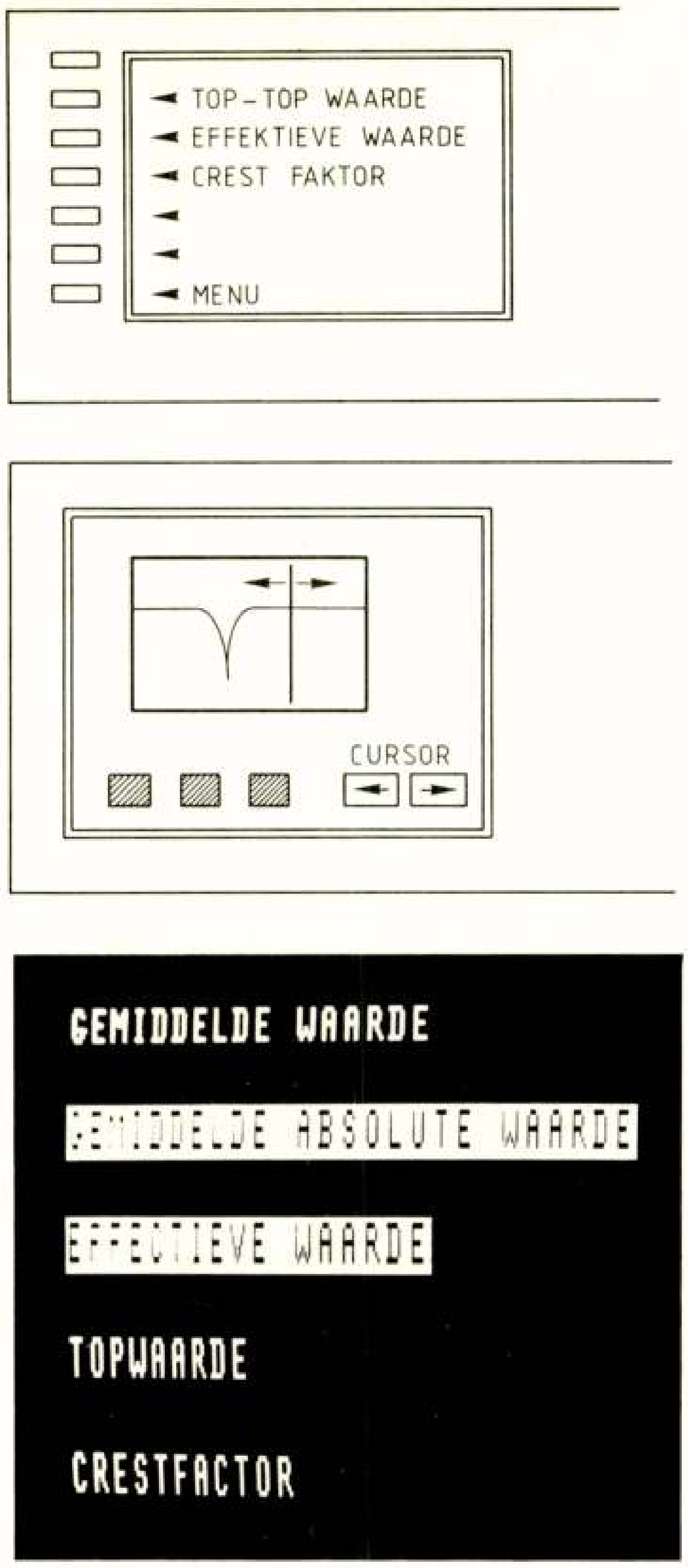
Fig.13: De cockpit van de toekomst. De instrumentatie is hier aanzienlijk vereenvoudigd door integratie in enkele elektronische displays en beperking tot voor een bepaalde vluchtfase noodzakelijke informatie.

Voor wat de ontwikkeling van auditieve uitvoerorganen betreft: de sprekende instrumentatie-terminal is niet ver meer verwijderd. Het is tegenwoordig met slechts enkele komponenten mogelijk een goede nabootsing van de menselijke stem te maken, mannelijk zowel als vrouwelijk. Zeker als met een tamelijk korte vocabulaire kan worden volstaan, is elektronische woordsynthese zeer goed mogelijk. In een instrumentatie-terminal zal het spraakkanaal vooral worden gebruikt voor het vragen om attentie, gereedmeldingen, waarschuwingen en het geven van alarm. Door pitch-variaties kan men de urgentie van de gesproken boodschappen tot uitdrukking brengen. Een ander gebruik van deze woordsynthese komponenten in individuele instrumenten is het melden van de gemeten waarde aan waarnemers die met een andere hoofdtaak bezig zijn. Bijvoorbeeld een sprekende spanningsmeter waarbij de waarnemer zonder om te kijken een aantal testpunten kan afwerken.

Ingangsorganen

Voor de bediening van een meetsysteem door de mens komen eigenlijk alleen het manuele en het verbale kanaal in aanmerking. Het invoeren van bedieningsinformatie door middel van gesproken woorden of zelfs zinnen, is op dit ogenblik nog niet goed haalbaar. Het blijkt dat het herkennen van gesproken, geïsoleerde woorden vele malen gemakkelijker is dan het herkennen van lopende zinnen. Toch blijkt woordherkenning nog te onbetrouwbaar om het in de instrumentatie toe te passen; de kans op foute beslissingen is te groot. Zelfs als men de toegestane vocabulaire sterk beperkt, is de invloed van achtergrondlawaai, van de spreker, de snelheid en toonhoogte van spreken nog te groot. Het blijkt dat ook bij het doorlopen van een trainingscyclus per spreker nog altijd invloeden van heesheid, verkoudheid, stress etc., een te hoge foutkans en daardoor minstens ergernis, zo niet ernstiger consequenties geven.

Voor wat de manuele invoerorganen betreft kan geput worden uit een grote verscheidenheid aan devices. Bijvoorbeeld, joy-sticks, track-balls, light-pens, digitizing-tablets en natuurlijk de (programmeerbare) keyboards. Hierbij dient te worden opgemerkt dat het intikken van



(a)

(b)

(c)

Fig.14: De instrumentatie-terminal zonder knoppen of keyboard. Door een touch-panel naast het scherm (a) of op het scherm (b) kan de gebruiker, afhankelijk van de beeldinhoud, bepaalde mogelijkheden kiezen of instellingen verrichten. De gekozen functies kunnen door het laten oplichten van de desbetreffende vlakken worden aangegeven. De functie van de "touch flaps" wordt onder programmabesturing gewijzigd.

alfa-numerieke opdrachten niet ieders sterkste zijde is en derhalve zoveel mogelijk vermeden moet worden. Wat dat betreft, biedt de "touch panel" aangebracht op of naast het beeldscherm een veel vriendelijker oplossing. Zoals in fig.14 is aangegeven, kan de bediener daarmee uit de lijsten (menu's) van mogelijke meetfuncties kiezen, cursors bedienen, schaalfactoren instellen, e.d., zonder aan knoppen te draaien of tekst in te tikken. Op deze wijze worden mechanische bewegende delen volledig vermeden.

Architectuur virtueel instrument

We hebben gezien dat de gebruiker van een instrumentatieterminal een meetsysteem op geheel andere wijze ervaart dan het er in werkelijkheid uitziet. Het systeem zal slechts tot op beperkte hoogte transparant zijn. Men definieert dan ook als de architectuur van een computerinstrumentatiesysteem: het systeem zoals de gebruiker dat aan de terminal ervaart. Deze architectuur moet goed aansluiten bij de menselijke eigenschappen; zij moet *gebruikersvriendelijk*, *onderhoudsvriendelijk* en ook geeigend zijn voor *ongetrainde gebruikers*.

Enkele aspecten van deze eigenschappen zijn:

Gebruikersvriendelijk

- Menu: keuze uit aanwezige meetfuncties.
- Fast set-up, eventueel persoonlijk; het systeem behoeft niet voor iedere meting opnieuw te worden ingesteld: het herinnert zich de vroegere instellingen.
- Advies voor correct gebruik.
- Store/compare/display results; oude meetresultaten kunnen worden onthouden en vergeleken met nieuwe.
- Auto-kalibratie, auto-ranging.
- Functionele bedieningscommando's, bij voorkeur d.m.v. touch-sensors.
- Waarschuwing/alarm.

Onderhoudsvriendelijk

- Self-test en self-check modes.
- Failure-reporting.
- Foutzoeken via speciale testprogramma's.

Geschikt voor ongetrainde gebruikers

- "Help"-functie: geprogrammeerde instructie in de werking van het systeem.
- Volledig beveiligd, eventueel na dubbele commando's "overrule"-baar.
- Elimineert niet-compatibele instellingen van het systeem.

LITTERATUUR

[1] Klaassen, K.B., Elektrotechnische meettechniek, Het Spectrum, Utrecht, 1979, blz.11 e.v..

[2] Krantz, D.H., Foundations of measurement, Academic Press, New York, 1971.

[3] Klaassen, K.B., The reliability of analogue electronic systems, Diss. T.H. Delft, 1978, blz.1 e.v..

[4] Klaassen, K.B., Transductie van informatie, Tijdschrift Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap, nr.5, deel 40, 1975, blz.145-149.

[5] Klaassen, K.B., Electronics-aided measurement transducers, Tijdschrift Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap, nr.3, deel 45, 1980, blz.193-203.

[6] Ewing, M.S., Digital avionics on commercial airlines, IEEE Spectrum, Febr.1981, blz.52.

Voordracht gehouden op 29 september 1981 in de RAI tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 299) en de Benelux Sectie IEEE.



NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(301ste werkvergadering)
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK, KIvI
IEEE BENELUX SECTIE



UITNODIGING

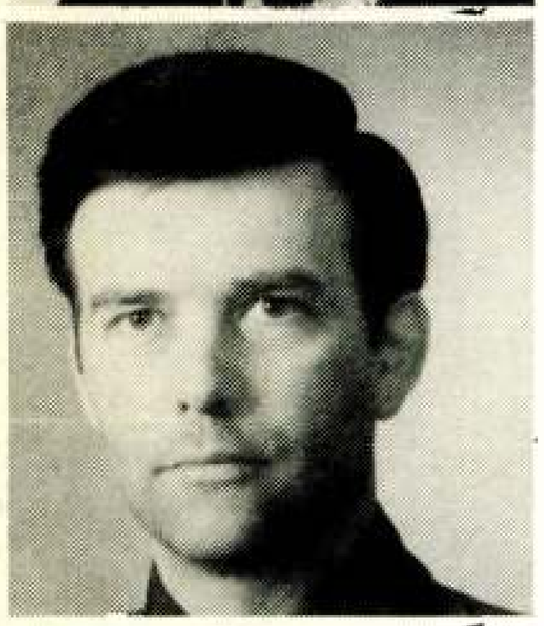
voor de lezingendag op **donderdag 12 november 1981** in de **filmzaal** van het **Nationaal Lucht- en Ruimtevaartlaboratorium (NLR)**, vestiging Noordoostpolder, Voorsterweg 31, Marknesse (nabij Vollenhove).

Thema: ELECTRONICA VOOR LUCHT- EN RUIMTEVAART

PROGRAMMA

9.45 uur: Ontvangst en koffie.

10.00 uur: Film: „Aerospace Research at NLR".



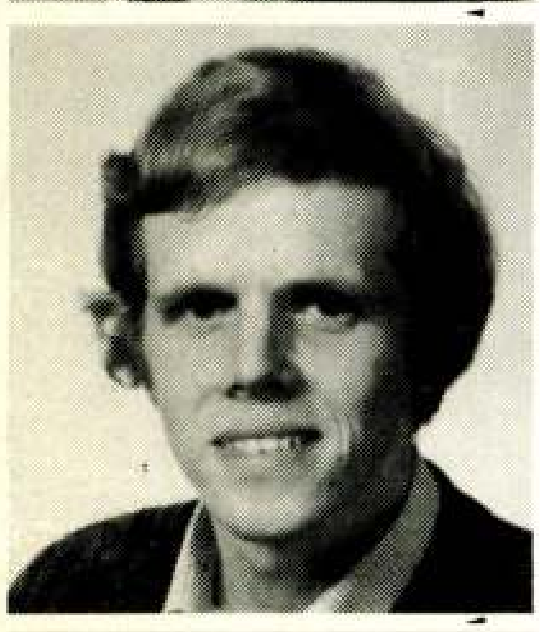
10.30 uur: **IR.** F.J. Abbink, (NLR) en **DRS. R. J. Veen** (TH-Delft): Foto 1 Foto 2
NIEUWE GENERATIE AVIONICA SYSTEMEN.

11.10 uur: Koffiepauze.

11.30 uur: **IR. H. POUWELS**, (NLR): Foto 3
DIGITALE AVIONICA VOOR „REMOTE SENSING".

12.00 uur: Ir.J.M. van der Laan, (NLR): Foto 4
EXPERIMENTELE VORTEX ANALYSATOR.

12.30 uur: Lunch.



14.00 uur: **IR. L. J. M. JOOSTEN**, (NLR): Foto 5
TORSIEMOTOR VOOR ZEER-LAGE-FRICTIE TAFEL.

14.30 uur: **DR. IR. H. F. A. ROEFS, (NLR)**: Foto 6
TELEMETRIEKANAALCODERING.

15.00 uur: Theepauze.

15.30 uur: **IR. H. A. VAN INGEN SCHENAU**, (NLR): Foto 7
VERWERKING VAN WEERSATELLIETBEELDEN MET HOGE RESOLUTIE.

16.00 uur: Sluiting.



In verband met de plaatsruimte is het aantal deelnemers beperkt tot 125 personen.
De uitnodigingskaart is tevens toegangskaart tot het terrein. Deelnemers dienen de uitnodigingskaart op verzoek te tonen aan het dienst doende personeel bij de ingang van het NLR. Reservering voor de lunch kan slechts geschieden door storting van *f* 7,50 op postgiro 2389759 van J. Neessen te Woerden onder vermelding van „NLR". De betaling dient te zijn ontvangen vóór 7 november.
Het NLR is moeilijk bereikbaar per openbaar vervoer. Daarom zal voor vervoer per bus worden gezorgd vanaf en naar het Station te ZWOLLE. De kosten voor het vervoer per bus kunnen worden voldaan in de bus en zullen berekend worden overeenkomstig de tarieven voor het openbaar vervoer. Aanmelding voor bijwoning van de lezingen, deelname aan de lunch en gebruikmaking van vervoer per bus kan geschieden door inzending van de aangehechte kaart, **volledig** ingevuld en gefrankeerd met een postzegel van 45 cent. Aanmelding dient te geschieden vóór 7 november.





Namens de samenwerkende verenigingen,
IR. J. T. A. NEESSEN.
Telefoon overdag 070 - 755591
Telefoon 's-avonds 03480 - 14539

CHARGE COUPLED DEVICES: PHYSICS, TECHNOLOGY AND APPLICATIONS *

Leonard J.M. Esser

Philips Research Laboratories
5600 MD Eindhoven, The Netherlands

ABSTRACT

Charge Coupled Devices (CCDs) are dynamic analog shift registers in which charge packets represent the sampled analog data. Charges can be introduced electrically and optically, stored, transferred and detected. The detection may be destructive as well as non-destructive, e.g. for weighted taps in transversal filters. Proper combinations of these functions give CCDs a wide range of applications such as: variable delay lines, image sensors, memories and filters.

The different types of CCD, their operation, their structure and their limitations are discussed.

Finally this paper presents some applications.

CONTENTS

1. INTRODUCTION

Fig. 1 shows some stages of a CCD. The gates on top of the insulator are periodically interconnected and divided into three sets. By applying to these sets similar voltages (clock voltages) which are mutually phase-shifted (fig. 1c) a travelling potential wave is induced in the semiconductor. A signal at the input (source) is transformed into an analog charge quantity and introduced into the potential wells every clock period.

The travelling potential wells (fig. 1b) will carry these periodically sampled quantities towards the output, where they will be detected and drained.

So every clock period all charge packets are shifted one stage, i.e. three gates, the oldest sample is detected at the output and a new sample is taken at the input. The device behaves as an analog delay line where the product of the number of stages (N) and the clock period (T) gives the total delay time.

Of importance is:

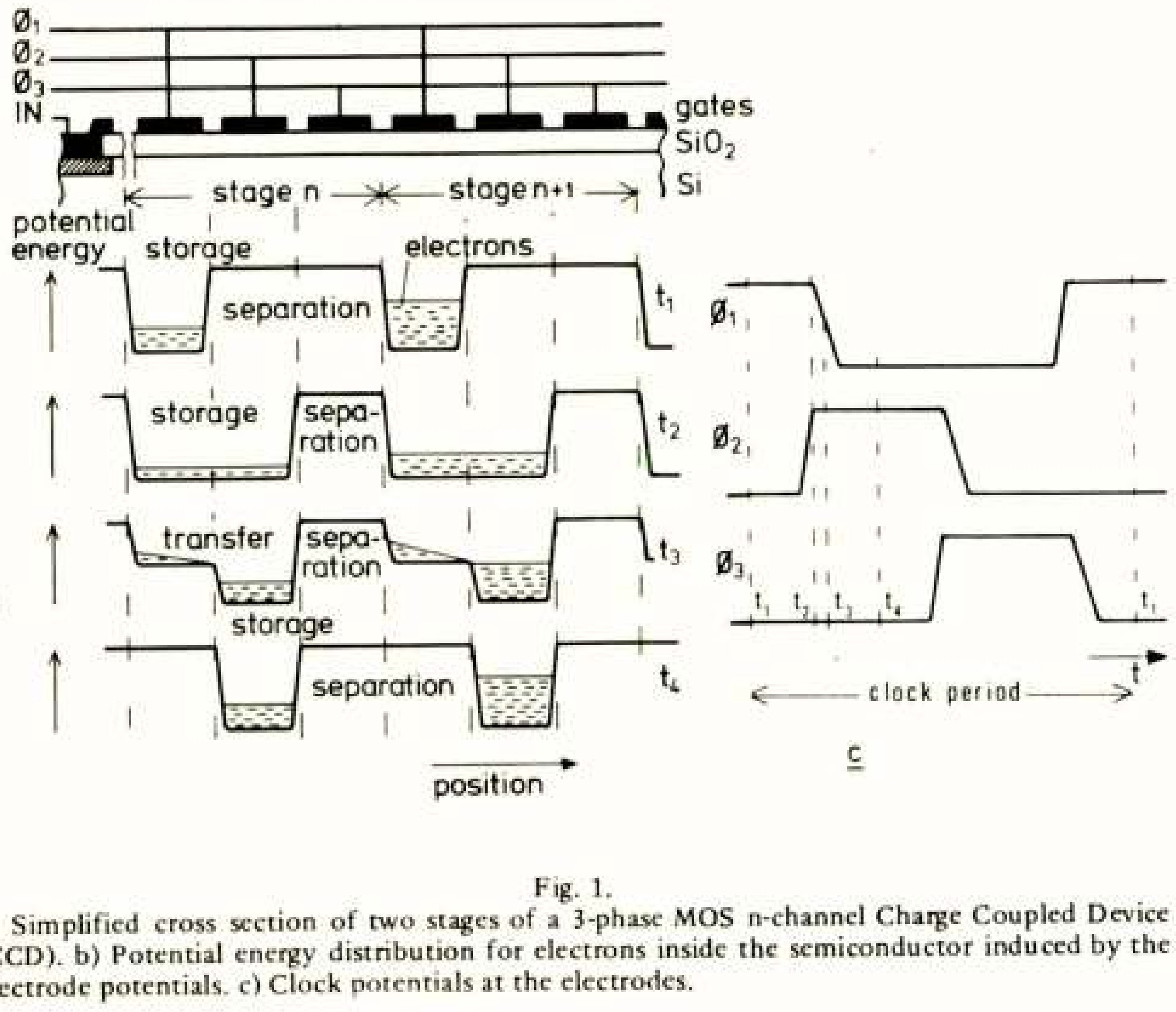


Fig. 1.
a) Simplified cross section of two stages of a 3-phase MOS n-channel Charge Coupled Device (CCD). b) Potential energy distribution for electrons inside the semiconductor induced by the electrode potentials. c) Clock potentials at the electrodes.

1. An efficient transfer, the relative amount of charge transferred per step is denoted by η and the relative amount of charge staying behind per transfer is denoted by ϵ. Thus $\eta + \epsilon = 1$.
   In practice ϵ lies between 10^{-6} and 10^{-3}.
2. A high speed transfer, the minimum time required to gain an efficient transfer determines the maximum transfer rate. The maximum transfer rate measured in practice for Si-CCDs is 720×10^6 transfers per second for 7.5 μm gate length.
3. A high charge handling, the maximum amount of charge which can be transferred. It determines in conjunction with the noise level of the device the dynamic range.

We may distinguish three functions to be fulfilled simulataneously by the gates during transfer, viz. 1. separation of the packets to prevent them from mixing up, 2. storage of the packets and 3. transfer of the packets. This is shown at the moment t_3 in fig. 1b.

In conclusion at least 3 sets of gates are required, what is called a 3-phase system. This is what we know from electromechanics that we need a 3-phase system to obtain a one directional potential or magnetic wave.

However with an asymmetrical electric or magnetic field we can obtain directionality in a two phase electromechanical system. This is in a similar way obtained in a Bucket Brigade Device (BBD) schematically presented in fig. 2. The N-islands and the channel area below one electrode will have different potential levels in absence of free electrons. The N-islands create a well, where electrons may be stored. To the left of every N-bucket a barrier is formed by the channel region preventing charges from moving to the left. Fig. 2b shows the situation during transfer when $V_2 > V_1$. Electrons are passing the barrier under the succeeding gate (dashed curve). The transfer stops when the potential of the left hand charge has reached the succeeding barrier potential (chain-dotted line). Then the barrier charge (latched area) is left. After interchanging the clock voltages V_1 and V_2 the left hand bucket will be filled with a new signal packet from its preceeding bucket and the right hand bucket will be emptied into the succeeding one. Interchanging the clock voltages again will empty the left hand bucket in the

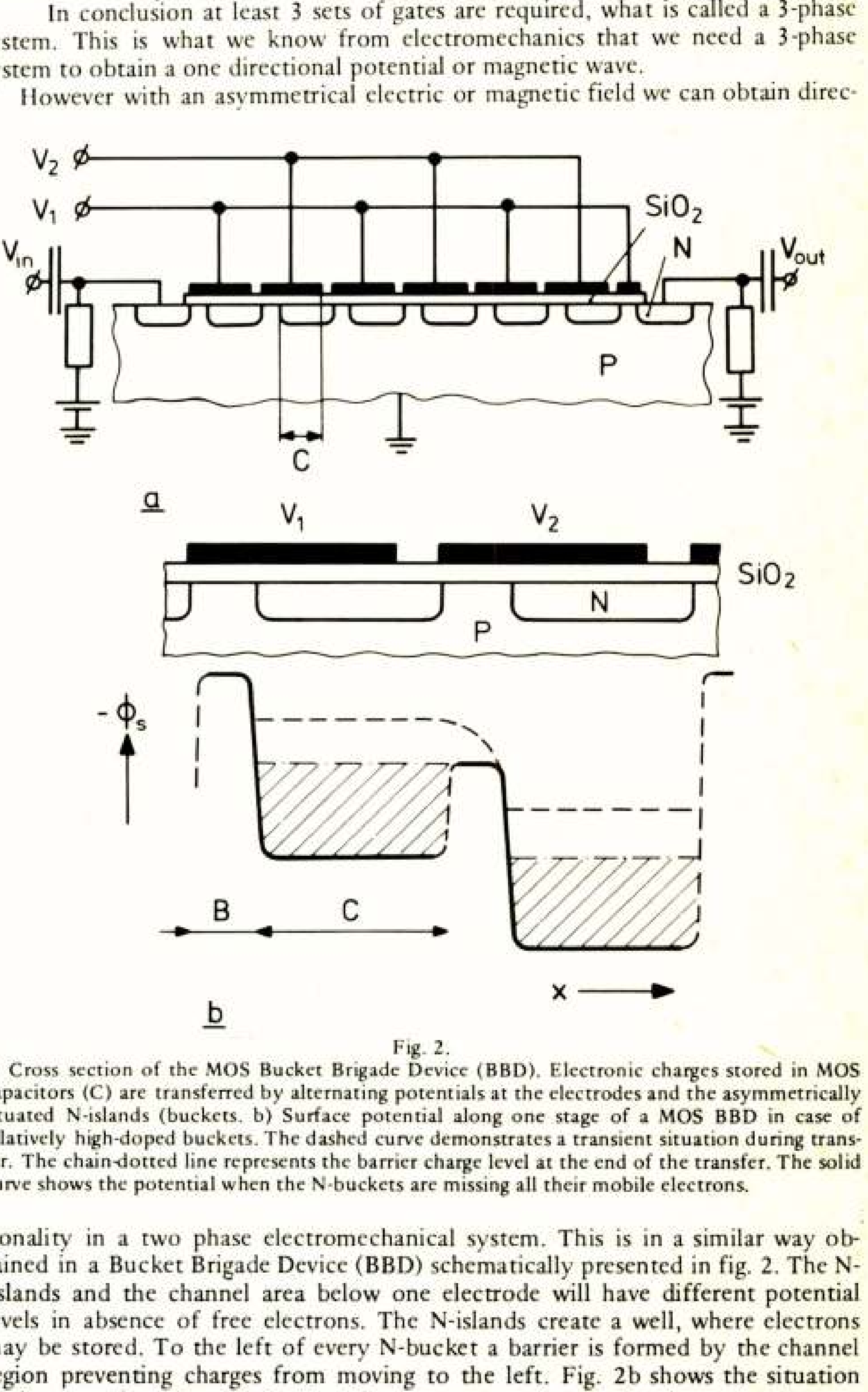


Fig. 2.
a) Cross section of the MOS Bucket Brigade Device (BBD). Electronic charges stored in MOS capacitors (C) are transferred by alternating potentials at the electrodes and the asymmetrically situated N-islands (buckets. b) Surface potential along one stage of a MOS BBD in case of relatively high-doped buckets. The dashed curve demonstrates a transient situation during transfer. The chain-dotted line represents the barrier charge level at the end of the transfer. The solid curve shows the potential when the N-buckets are missing all their mobile electrons.

* This paper has been presented at the "International Workshop on the Physics of Semiconductor Devices", Nov. 23 - 28, 1981, New Delhi and will be published in the proceedings of the Workshop by M/s Wiley Eastern Ltd., New Delhi.

right hand bucket until the same barrier charge is left. Thus the signal charge packet fundamentally is totally transferred independent of the mutual variation in threshold voltages of the channel areas or mutual variation in the value of the capacitors or other properties of the elements. For this reason the BBD is very well suited for integration.
The device is limited by:
1. feedback, the signal charge of the draining bucket modulates its barrier height what results in a transfer inefficiency of 10^{-3}. BBDs with tetrode MOSTs reduce this transfer inefficiency to 10^{-4}.
2. a non-zero impedance of the clock generator. The charge transfer induces a displacement current in the electrodes. So the clock voltage V_2 is modulated by the total amount of charge in the device. This in turn gives a modulating barrier height and thus a modulating barrier charge. Leading to a signal charge packet at the output that has been modulated by its N preceeding and N succeeding packets. So it is of importance to take care for a low impedance clock driver. The bipolar BBD (Sangster & Teer 1969) can operate up to 30 MHz clock rate, whereas the MOS BBD operates up to 10 MHz clock rate.

2. TYPES OF CCD

The history of CCDs started with the introduction of the bipolar BBD (Sangster & Teer 1969) and in particular with the introduction of the MOS BBD (Sangster 1970). This device is discussed in the introduction. The limitations by feedback and non-zero impedance of the clock generator can be overcome by lowering the barrier potantial below the clock voltage swing ($V_2 - V_1$). This may be obtained by a sufficient low implant level of the N-islands. Then the transfer process stops when all the charges are transferred, because the potential of the N-islands, when missing all its electrons, is then raised above the preceeding barrier potential. Now both limitations are eliminated as "all" the charge is transferred. Other solutions and types of BBD have been presented by Sangster (Esser and Sangster 1981).

SCCD

The idea of transferring all the charge together with the three phase system has been published by Boyle and Smith (1970). The principle of this surface charge coupled device (SCCD) is shown in fig. 3. The inversion charge packets are transferred at the Si-SiO_2 interface. They are stored and transferred as described in the introduction (fig. 1).

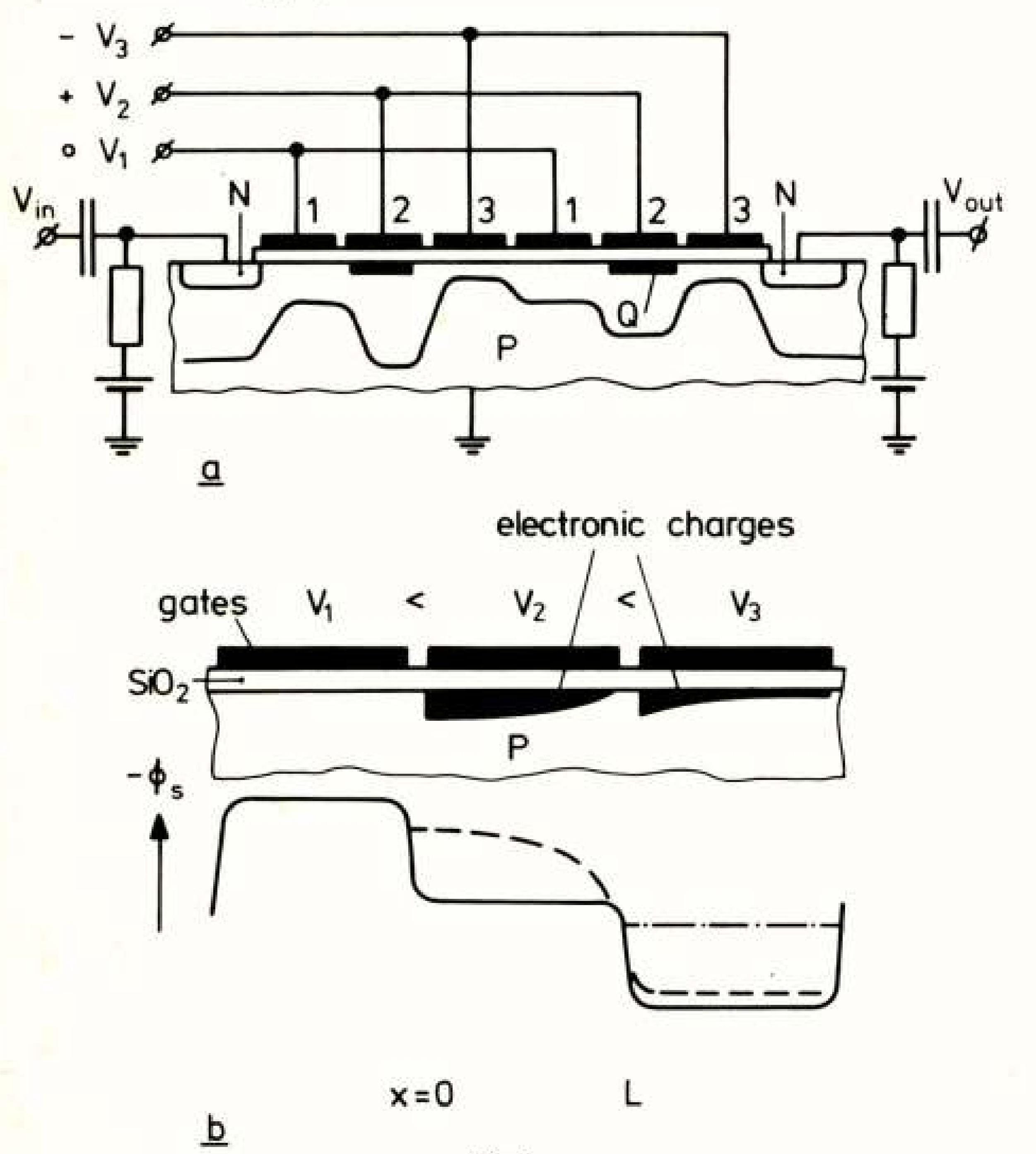


Fig. 3.
a) Cross section of a surface CCD (SCCD). Charges stored in a MOS capacitor at the Si-SiO_2 interface are transferred by moving potential wells (fig. 1). The solid line shows the depletion depth in the P-type silicon. This depth depends on the positive biased gates and the charge quantity. b) Surface mode (S) of operation for the SCCD. Surface potential along one stage. The solid curve presents the situation when no mobile electron charges are available. The dashed line demonstrates a situation during charge transfer, the chain-dotted line shows the final situation. At $x = L$ lies the channel pinch-off point. For $x \downarrow 0$ the electron concentration gradient equals zero.

The surface states interact with the charges by capture and emission. Captured charges of one packet may be emitted later on and be added to another packet. This would strongly limit the transfer efficiency. However, if the charge packets always exceed a certain magnitude (bias charge or fat zero) most of the surface states are kept filled and their contribution to the transfer inefficiency is considerably reduced. Efficiencies of 0.9999 ($\epsilon = 10^{-4}$) have been reported for bias charge operated SCCDs. Recently Risch (1981) obtained transfer efficiencies of 0.99998. Clock frequencies of 20 MHz has been demonstrated for these devices (Slotboom et al. 1980).

The intrinsic transfer and storage process of the surface CCD is described by the **surface mode** of operation (section 4). At relatively low clock rates the transfer efficiency is almost clock frequency independent (fig. 8) and limited by extrinsic effects, e.g. surface states, bulk traps, inter-electrode gaps. These effects are a result of a non-ideal technology. At these frequencies the basic (or intrinsic) transfer process would gain a more efficient transfer. At higher clock rates the transfer inefficiency becomes strongly increasing. There the transfer inefficiency, as a result of the intrinsic transfer process, becomes dominant. So the intrinsic transfer process determines the clock rate of the device (fig. 8).

In sections 4 and 5 the intrinsic transfer and storage process will be discussed.

BCCD

To eliminate the influence of the surface states on the transfer efficiency, the buried channel CCD (BCCD) (fig. 4) was introduced by Walden et al. (1972) and Kim et al. (1972). Transfer and storage of the charges inside a bulk layer gives only interaction with bulk traps. Presently their concentration can be better controlled than that of the surface states which has led to improved transfer efficiencies of 0.99999 ($\epsilon = 10^{-5}$). Furthermore for a thick layer device, deep buried channel CCD (deep BCCD), high drift fields, directly induced by the externally applied gate potentials, exist deep in the bulk. This results in a high transfer speed, in excess of 100 MHz clock rate. However the charge handling capacity may be one order of magnitude lower than that for the BBD and the SCCD, caused by the much larger distance of the charge packet to its gate. Nevertheless the dynamic

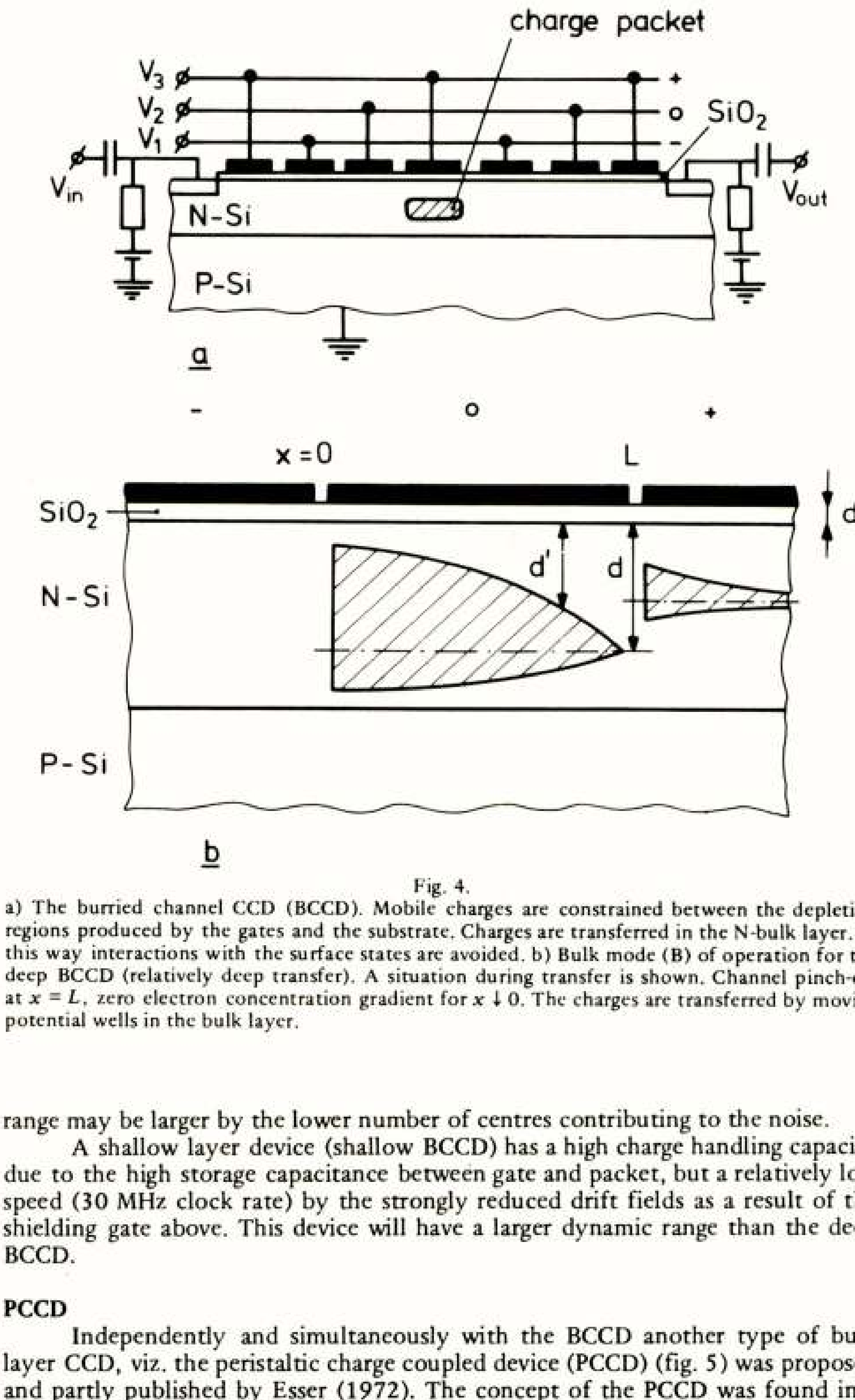


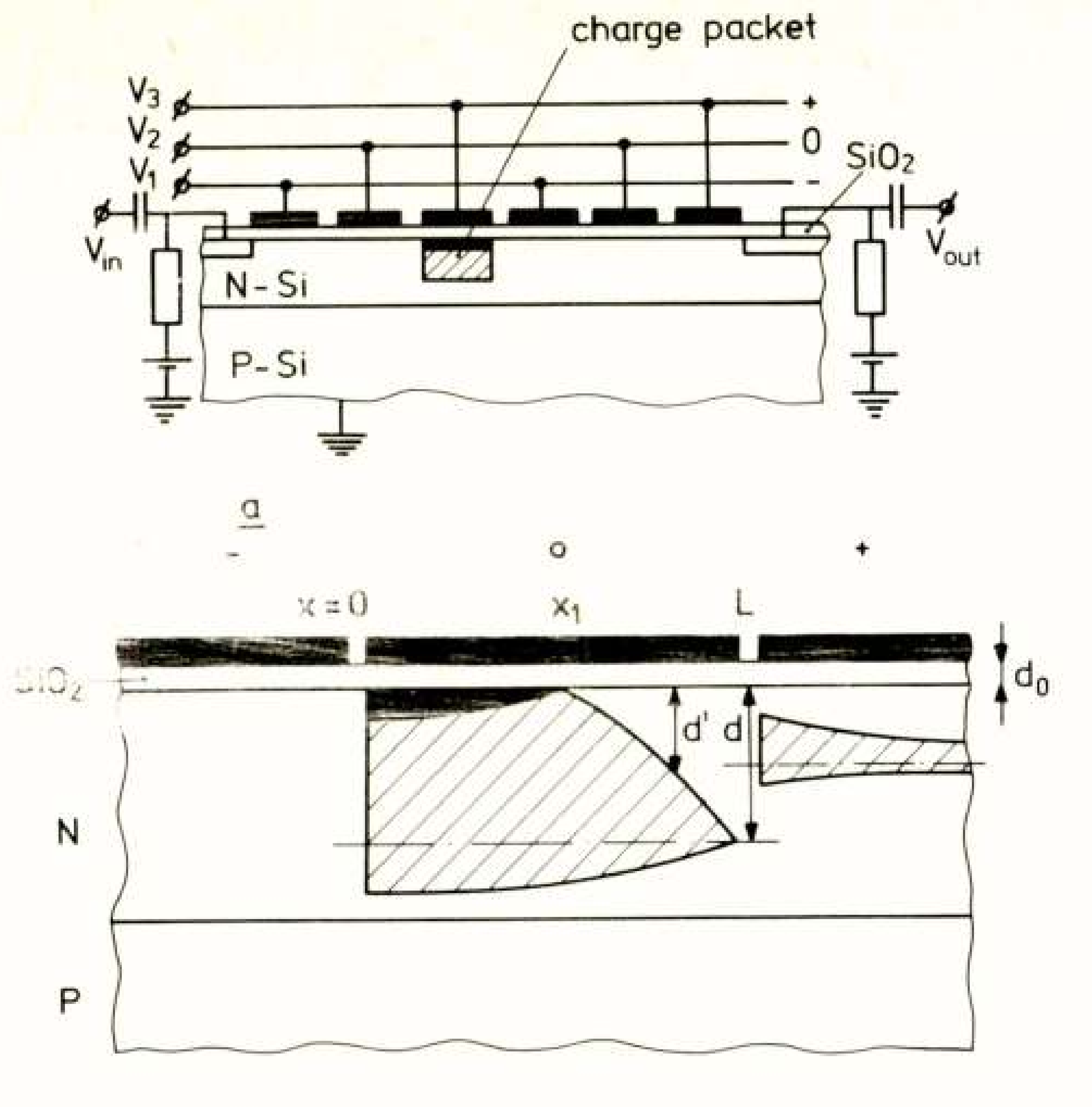
Fig. 4.
a) The burried channel CCD (BCCD). Mobile charges are constrained between the depletion regions produced by the gates and the substrate. Charges are transferred in the N-bulk layer. In this way interactions with the surface states are avoided. b) Bulk mode (B) of operation for the deep BCCD (relatively deep transfer). A situation during transfer is shown. Channel pinch-off at $x = L$, zero electron concentration gradient for $x \downarrow 0$. The charges are transferred by moving potential wells in the bulk layer.

range may be larger by the lower number of centres contributing to the noise.

A shallow layer device (shallow BCCD) has a high charge handling capacity due to the high storage capacitance between gate and packet, but a relatively low speed (30 MHz clock rate) by the strongly reduced drift fields as a result of the shielding gate above. This device will have a larger dynamic range than the deep BCCD.

PCCD

Independently and simultaneously with the BCCD another type of bulk layer CCD, viz. the peristaltic charge coupled device (PCCD) (fig. 5) was proposed and partly published by Esser (1972). The concept of the PCCD was found in a search for CCDs which have intrinsically a complete transfer of all the charge at a very high speed, while maintaining the high charge handling capacity of the BBD and SCCD. The first concept is shown in fig. 5. The epitaxial N layer is relatively low doped ($5 \times 10^{14} cm^{-3}$). The main part of the full well charge packet (80 - 100%) is stored at the Si-SiO_2 interface, in the high oxide capacitance. This contributes to the high charge handling capacity. Only a small part of the full well packet is stored in the bulk layer, mainly owing to the low dope level. The charges are transferred by two channels (twin-channel mode). The first and main part of the charge is mainly transferred by a high-conducting channel at the surface and especially the last fraction of the charge via a weak-conducting channel deep in the bulk layer where high drift fields exist. The result is fundamentally a complete transfer at a high speed combined with a high charge handling capacity. The pinch-off point x_1 of the surface channel moves during transfer from $x = L$ to $x = 0$ and then only a bulk channel is left (fig. 5). The surface channel can be seen as a moving source of charges which are driven into the bulk. As in the SCCD the transfer efficiency is limited by the surface states. However a high speed and a high charge handling capacity are obtained. Transfer efficiencies for zero bias charge (no fat zero) of 0.999 for author's experiment (1972) and 0.9998 (de Meyer 1979) have been measured. Clock rates in excess of 135 MHz for a 4-phase device have been found (Esser 1974).



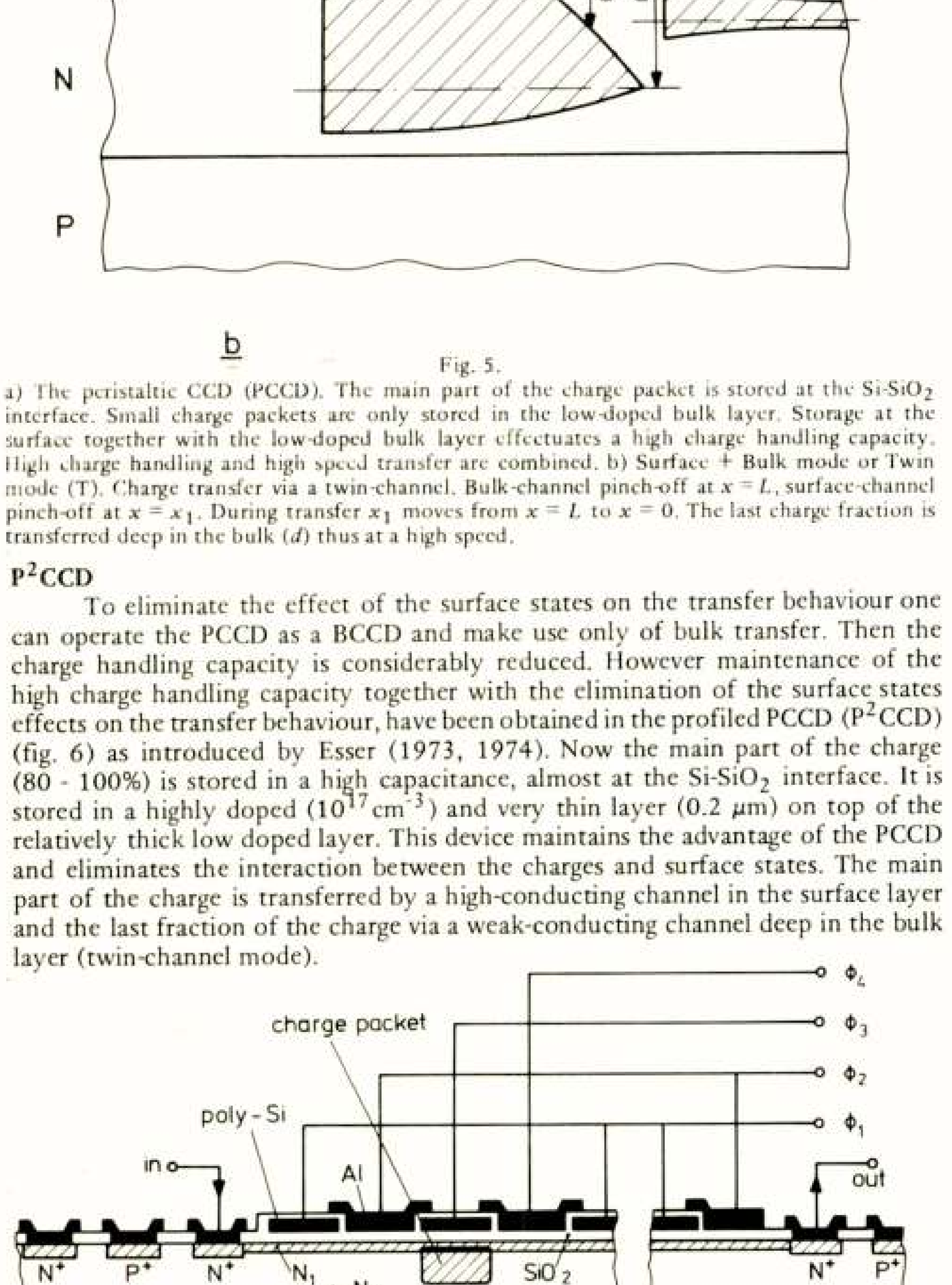
b

Fig. 5.

a) The peristaltic CCD (PCCD). The main part of the charge packet is stored at the Si-SiO_2 interface. Small charge packets are only stored in the low-doped bulk layer. Storage at the surface together with the low-doped bulk layer effectuates a high charge handling capacity. High charge handling and high speed transfer are combined. b) Surface + Bulk mode or Twin mode (T). Charge transfer via a twin-channel. Bulk-channel pinch-off at $x = L$, surface-channel pinch-off at $x = x_1$. During transfer x_1 moves from $x = L$ to $x = 0$. The last charge fraction is transferred deep in the bulk (d) thus at a high speed.

P^2CCD

To eliminate the effect of the surface states on the transfer behaviour one can operate the PCCD as a BCCD and make use only of bulk transfer. Then the charge handling capacity is considerably reduced. However maintenance of the high charge handling capacity together with the elimination of the surface states effects on the transfer behaviour, have been obtained in the profiled PCCD (P^2CCD) (fig. 6) as introduced by Esser (1973, 1974). Now the main part of the charge (80 - 100%) is stored in a high capacitance, almost at the Si-SiO_2 interface. It is stored in a highly doped (10^{17} cm^{-3}) and very thin layer (0.2 μm) on top of the relatively thick low doped layer. This device maintains the advantage of the PCCD and eliminates the interaction between the charges and surface states. The main part of the charge is transferred by a high-conducting channel in the surface layer and the last fraction of the charge via a weak-conducting channel deep in the bulk layer (twin-channel mode).



b

Fig. 6.

a) The profiled PCCD (P^2CCD). The main part of the charge packet is stored in the highly doped extremely thin surface layer (N_1). This results in a high charge handling capacity and avoids interaction with the surface states. Only a fraction of the charge quantity is stored in the low-doped bulk layer (N_2). b) "Surface" + Bulk mode or Twin mode for P^2CCD. This twin channel transfer is similar to that of the PCCD. However, the surface channel is confined to the surface layer to avoid interference of the charges with the surface states, while maintaining the high charge handling capacity. Bulk-channel pinch-off at $x = L$, surface channel pinch-off at $x = x_1$. During transfer x_1 moves from $x = L$ to $x = 0$. The last charge fraction transfers deep in the bulk (d).

Here the charges are subjected to strong drift fields. An improvement of the transfer efficiency to 0.99999 has been found, coupled with a high charge handling capacity and very high speed of operation (> 720 MHz transfer rate for a 4--phase device).

A schematic comparison of the main types of CCD in terms of doping profile and potential profile perpendicular to the semiconductor surface and the situation of the charge packet is given in fig. 7.

The potential profile demonstrates where the charge packets are situated.

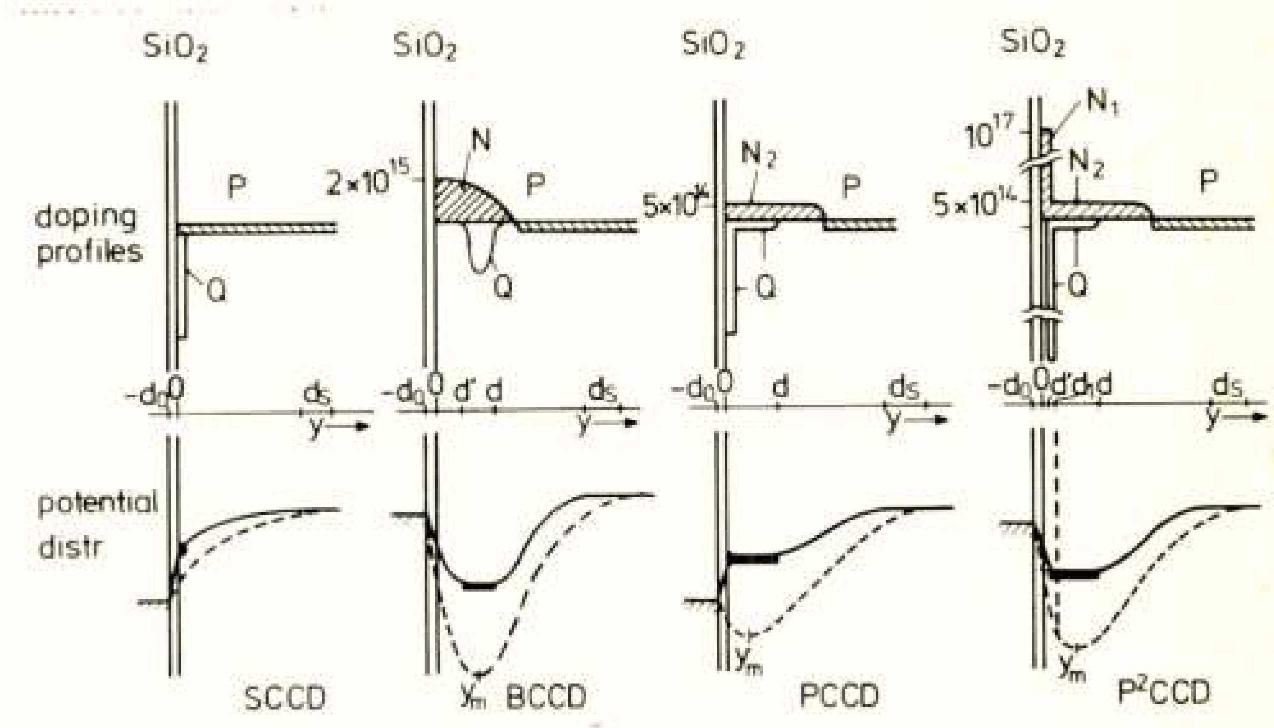


Fig. 7.

Schematic comparison of the main types of CCDs in terms of doping profiles, potential profiles and the location of the charge packets. The charge handling capacity increases with decreasing center of gravity of the charge packet to its electrode. The transfer speed increases with the depth of the last charge fraction to its electrode. Presently the best transfer efficiencies are obtained for pure bulk transfer and storage of the charges (BCCD and P^2CCD).

3. POTENTIAL ANALYSIS

In this chapter a solution is derived for the one-dimensional Poisson equation applied to a MOS-structure. The solution is written in terms of a single integral. This one-dimensional solution can be used for a simple and insight giving analysis of CCDs and is required for a two-dimensional potential analysis.

One-dimensional potential analysis

The potential V for every value of y (fig. 7) can be calculated for an arbitrarily distributed dope level $N(y)$, by integration of the one-dimensional Poisson equation

$$d^2V/dy^2 = -dE/dy = -qN(y)/\epsilon_s \tag{3.1}$$

where q is the magnitude of electronic charge and ϵ_s is the permittivity of silicon. Integration between as yet arbitrary boundaries y_1 and y_2 yields

$$E(y_2) - E(y_1) = (q/\epsilon_s)\int_{y_1}^{y_2} N dy \tag{3.2}$$

We may write

$$V(y_2) - V(y_1) = -\int_{y_1}^{y_2} E dy = -[Ey]_{y_1}^{y_2} + \int_{E(y_1)}^{E(y_2)} y dE = y_1E(y_1) - y_2E(y_2) + (q/\epsilon_s)\int_{y_1}^{y_2} yN(y)dy \tag{3.3}$$

We apply this result to the structure of the P^2CCD of fig. 7. The layer is assumed to be depleted between $y = 0$ and $y = d_s$. The potential of the electrode is V_{el}, this voltage is assumed to be corrected for the flatband voltage. Use is made of the boundary condition $E(d_s) = 0$. An identical derivation can be made e.g. for $y = d'$ and y_m, as also at these points $E = 0$.

For the potential drop in the oxide layer applies

$$V_{el} - V(0) = \int_{-d_o}^{o} E_{ox} dy \tag{3.4}$$

The dielectric displacement in the oxide layer equals that in the silicon at $y = 0$

$$\epsilon_o E_{ox} = \epsilon_s E(0) \tag{3.5}$$

From equation (3.2) it follows that

$$E(0) = E(y_1) - (q/\epsilon_s)\int_{o}^{y_1} N dy \tag{3.6}$$

where $0 < y_1 < d_s$.

As V_{el} is assumed to be corrected for the flatband voltage the oxide may be taken free from charge. Substitution of equation (3.5) and (3.6) in (3.4) results for the potential drop in the oxide into

$$V_{el} - V(0) = (d_o/\epsilon_o)(\epsilon_s E(y_1) - q\int_{o}^{y_1} N dy) \tag{3.7}$$

and that for the silicon layer $0 \leqslant y \leqslant d_s$, by substituting $y_1 = 0$ and $y_2 = d_s$ in equation (3.3)

$$V(d_s) - V(0) = (q/\epsilon_s)\int_{o}^{d_s} yN dy \tag{3.8}$$

The potential difference between the electrode and the substrate is therefore

$$V(d_s) - V_{el} = (qd_o/\epsilon_o)\int_{o}^{d_s} N dy + (q/\epsilon_s)\int_{o}^{d_s} y N dy \tag{3.9}$$

with $E(d_s) = 0$.

In this equation d_s may be replaced by d' and y_m to calculate $V(d')$ and $V(y_m)$. This equation can be understood more easily if the space charge, distributed between $y = 0$ and e.g. $y = y_m$, is assumed to be concentrated in its centre of gravity c.

Equation (3.9) can then be written in the form

$$V(y_m) - V_{el} = q(d_o/\epsilon_o + c/\epsilon_s)\int_o^{y_m} N\mathrm{d}y \tag{3.10}$$

where

$$c = \int_o^{y_m} yN\mathrm{d}y / \int_o^{y_m} N\mathrm{d}y$$

and the condition

$$E(y_m) = 0.$$

Now a derivation will be given for the potential in an arbitrary point $0 < y < y_0$ where $E(y_0) = 0$, such as in $y_0 = y_m, d', d_s$.
Equation (3.3) can be written as

$$V(y) - V(0) = -yE(y) + (q/\epsilon_s)\int_o^y y'N(y')\mathrm{d}y' \tag{3.11}$$

Equation (3.7) with $y_1 = y$ and equation (3.11) leads to

$$V(y) - V_{el} = -yE(y) + (q/\epsilon_s)\int_o^y y'N(y')\mathrm{d}y' - (d_o/\epsilon_o)(\epsilon_s E(y) - q\int_o^y N\mathrm{d}y') \tag{3.12}$$

Equation (3.2) can be written as

$$E(y) = -(q/\epsilon_s)\int_y^{y_o} N\mathrm{d}y' \tag{3.13}$$

Substitution in equation (3.12) yields

$$V(y) = V_{el} + (qd_o/\epsilon_o)\int_o^y N\mathrm{d}y' + q(d_o/\epsilon_o + y/\epsilon_s)\int_y^{y_o} N\mathrm{d}y' + (q/\epsilon_s)\int_o^y y'N\mathrm{d}y' \tag{3.14}$$

Equation (3.14) may be written as

$$V(y) = V_{el} + q(d_o/\epsilon_o)\int_o^{y_o} N\mathrm{d}y + q(c/\epsilon_s)\int_o^y N\mathrm{d}y' + q(y/\epsilon_s)\int_y^{y_o} N\mathrm{d}y' \tag{3.15}$$

where $c = \int_o^y y'N\mathrm{d}y' / \int_o^y N\mathrm{d}y'$ and $E(y_0) = 0, y_0 = y_m, d', d_s$

The second term of the right hand part of equation (3.15) represents the potential drop along the oxide as a result of the fixed bulk charge in the depleted area $0 \leq y \leq y_0$. $(q/\epsilon_s)\int_o^{y_o} N\mathrm{d}y$ represents the electric field at the surface. The sum of the first and second term represents the surface potential $V(0)$.

The fixed bulk charge between 0 and y may be assumed to be concentrated in its centre of gravity c at a capacitance ϵ_s/c to the surface and results in a potential drop represented by the third term.

The fixed bulk charge between y and y_0 may be assumed to be concentrated at y at a capacitance ϵ_s/y to the surface and results in a potential drop represented by the fourth term.

$(q/\epsilon_s)\int_y^{y_o} N\mathrm{d}y'$ represents the electric field in y. By this insight one can easily remember equation (3.15). Equation (3.15) may be used for all the types of CCD in case there is no mobile charge in the area $0 < y < y_0$. In case there is mobile charge at the surface then a term has to be added to equation (3.15) viz. $-(d_o/\epsilon_o)Q_a$ for electronic charges.

As will be clear $N(y)$ has a positive value for the situation of donors and a negative value for the situation of acceptors.

Two-dimensional solution

The potentials at a considerable distance from the gate become directly influenced by the potentials of the neighbouring gates. Thus a two-dimensional analysis may be necessary for a good understanding of some CCD types. McKenna and Schreyer (1973) and Collet and Vliegenthart (1974) have given a two-dimensional analysis of the potential distributions in the bulk CCDs without charge packets. Both have made use of Fourier series to solve the problem. Moreover Collet and Vliegenthart (1974) calculated the charge distribution in the PCCD and the P^2CCD. A different analysis is given by Hanneman and Esser (1975), based on a proposal of Wang (1973). The analysis has led to a model with an oxide layer (equation (3.16)).

$$V(x,y) = \pi^{-1} \sum_i \Delta V_i(\pi - \arctan(y + d_o)/(x - iL)) \tag{3.16}$$

The gates are spaced between $x = iL$ and $x = (i + 1)L$. ΔV_i is the potential jump of these gates at $x = iL$ and $y = -d_o$. In the region of interest $0 < y < 2L$ and $-2L < x < 2L$ for a four phase device, equation (3.16) is sufficiently accurate for $i = -6$ to $+6$. The outer gates for $x < -6L$ and $x > 6L$, which extend to infinity, are at the average gate potential.

For one potential jump from 0 to ΔV at $x = 0$ and $y = -d_o$ the solution is

$$V(x,y) = (\Delta V/\pi)\sum_{n=0}^{\infty}((\epsilon_o - \epsilon_s)/(\epsilon_o + \epsilon_s))^n(\pi - \arctan((2n+1)d + y)/x) \tag{3.17}$$

for

$$y > 0$$

The one term approximation ($n = 0$) gives an accuracy within 1.5%. The presented method is also applicable for non periodic and limited gate structures. Figure 9 shows the equipotentials for a uniformly doped bulk CCD and the P^2CCD, respectively. The equipotentials in the P^2CCD are more concentrated below one gate, so it may also be expected that a charge packet will be more concentrated below one gate, as has been shown by Collet and Vliegenthart (1973).

Furthermore, the P^2CCD shows a considerably deeper potential well in correspondence with the higher charge handling capacity.

The method of Hanneman and Esser is valid for the situation of a deep depletion. This is in general the case for PCCDs and P^2CCDs. For small depletions in the substrate the results become less accurate. Based on the last method a new analysis has been found by De Meyer and Declerck (1981) which is also correct for small depletion layers.

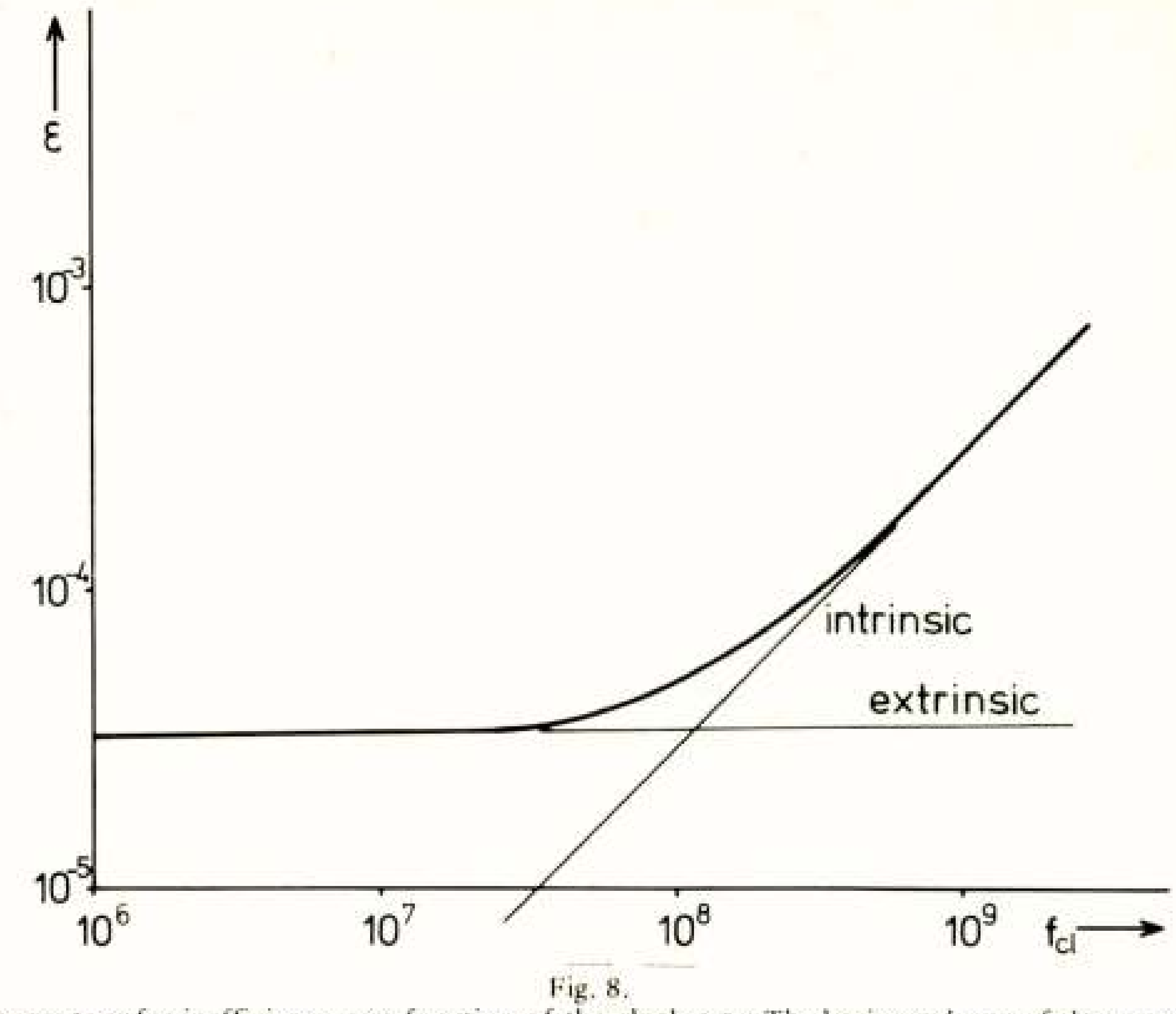


Fig. 8.
Charge transfer inefficiency as a function of the clock rate. The horizontal part of the curve is caused by extrinsic effects. The slope is a result of the intrinsic transfer mechanism.

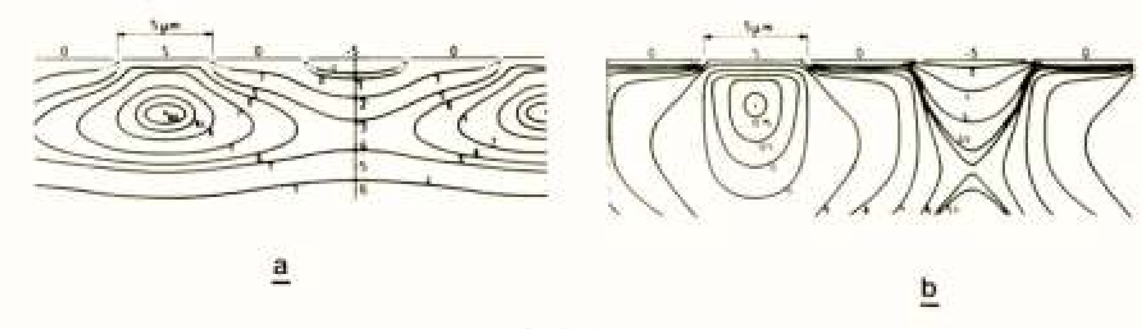


Fig. 9.
a) Equipotentials in a uniformly doped bulk layer CCD (EF-type). The potentials are indicated in volts. ($N_2 = 7.5\times10^{14}\,\mathrm{cm}^{-3}$; $N_a = 2\times10^{14}\,\mathrm{cm}^{-3}$, $d_o = 0.1\,\mu$m, $d_2 = 5\,\mu$m.
b) Equipotentials in a P^2CCD. The surface layer dope (N_1) varying from 1.5×10^{16} to 2×10^{14} over a depth $d_1 = 1\,\mu$m. ($N_2 = N_a = 2\times10^{14}$, $d_o = 0.1\,\mu$m, $d_2 = 7.7\,\mu$m) (Hanneman et al. 1975).

4. THE INTRINSIC TRANSFER MECHANISMS

By the intrinsic transfer mechanism we mean the transfer mechanism in devices made in an ideal technology. Extrinsic mechanisms are a result of a non-ideal technology, they are mainly caused by surface states, bulk centers and interelectrode gaps.

The maximum clock frequency and charge handling capacity are determined by intrinsic mechanisms. The transfer efficiency is almost constant up to the maximum clock frequency and determined by extrinsic mechanisms. Above the maximum clock frequency the transfer efficiency is governed by the intrinsic transfer mechanism and decreases with increasing clock frequency (fig. 8). The formulae derived in this paragraph are concerned with the intrinsic transfer mechanisms, which are:

- self-induced drift
- thermal diffusion
- fringing field drift (externally induced drift).

The first portion of a relatively large charge packet is transferred by self-induced fields. At the edge of the transferring electrode there are strong electric fields which reduce the local electron concentration to a very low value (channel pinch-off) within a short time after applying the transfer pulse to the gate (fig. 10). This results in a charge-carrier gradient which generates self-induced fields in the transfer direction. These fields are the main factor determining the charge transfer as long as large charge concentrations are present.

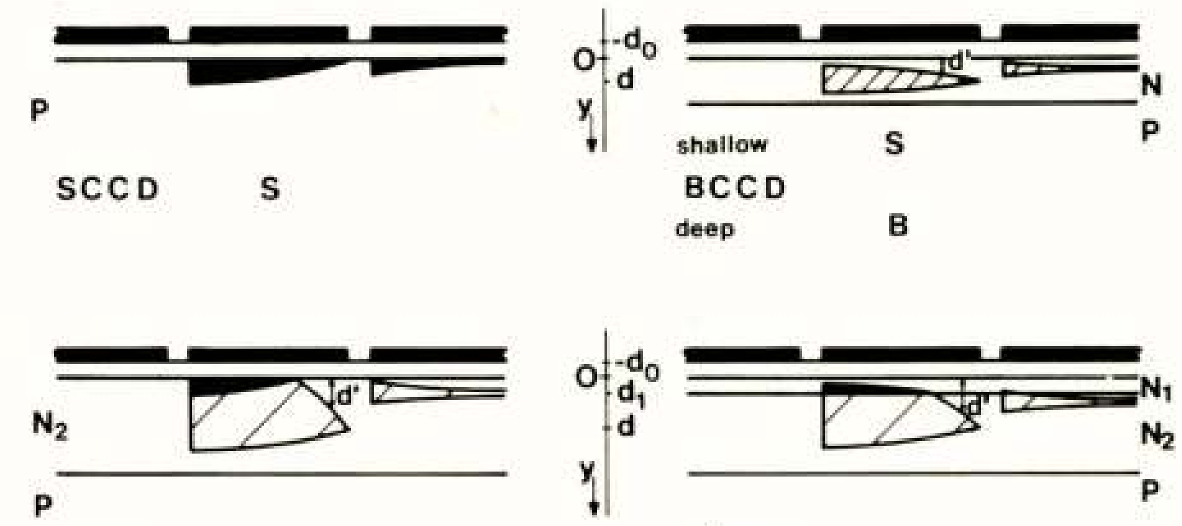


Fig. 10.
Classification of the different types of CCD into their transfer mode (S = surface mode, B = bulk mode, T = twin-channel mode).

The self-induced fields can be calculated (Engeler et al. 1970, Esser 1973) from the formula:

$$E = -C^{-1}\partial Q/\partial x \tag{4.1}$$

where Q is the mobile charge carrier concentration per unit area multiplied by the electronic charge, x is the charge transfer position and C the capacity per unit area between the charge at x and the overlying gate electrode. C is inversely proportional to the distance between charge packet and gate.

When the remaining mobile charge under the transfering gate has decreased to a sufficiently low value, $\partial Q/\partial x$ and hence E will be negligible. The remainder of the transfer process will then be governed either by diffusion or by externally induced fields, depending on the geometry of the device. These fields are generated directly by the external potentials applied to the gate electrodes. Since the total amount of charge is proportional to $\partial Q/\partial x$ (Carnes et al. 1972), the residual charge needed to allow the self-induced drift to prevail over diffusion or externally induced drift becomes smaller when the distance between the charge packet and the gate is increased. This is the case with thick bulk layer CCDs. At the same time the transfer speed is increased during the period in which the self-induced field is dominant (Esser 1972).

Depending on the ratio L/d, where L is the gate length and d the effective distance of the last charge fraction to its gate, we distinguish:

1. self-induced field transfer (SF type) ($L \gg d$). For this type the charge transfer is determined by self-induced drift, caused by variations in carrier density, and by thermal diffusion;
2. externally-induced field transfer (EF type). For this type L is of the same order of magnitude as d. Drift fields directly induced by external voltages on the electrodes become dominant in particular for the last charge fraction. The transfer of the first part of the charge packet will be dominated by self-induced drift.

From the viewpoint of mode operation, charge transfer devices can be divided into three classes. These classes with their qualities and their main representatives are summarized in table 1.

Table I.
Intrinsic qualities (H = high, L = low) for the three modes of operation by which the types of CCD may described.

Mode of operation	Charge handling	Transfer speed	Representative types
1. Surface mode, S	H	L	BBD, SCCD shallow BCCD
2. Bulk mode, B	L	H	deep BCCD
3. Surface + bulk mode (twin mode), T	H	H	PCCD, P^2CCD

By surface mode (S) (fig. 10) we understand charge transfer at the surface or near the surface, so that the capacitance (C) between the charge and its gate approximates the oxide capacitance (C_{ox}). The bulk mode (B) (fig. 10) is defined as the charge transfer in a thick bulk layer at a considerable distance from the surface, so that $C \ll C_{ox}$. (The bulk mode is identical to the deep buried channel mode). By the twin mode (T) (fig. 10) is meant an appropriate combination of the surface mode and bulk mode (peristaltic mode).

The intrinsic transfer equations

Using a one-dimensional model, the charge transfer eq. (4.5) may be derived with the aid of the relationship

$$J = Q\mu E - D\partial Q/\partial x \quad (4.2)$$

and the divergence equation for current

$$\partial Q/\partial t = -\partial J/\partial x \quad (4.3)$$

$$\partial Q/\partial t = \partial(D_{eff}\partial Q/\partial x)/\partial x \quad (4.4)$$

in case of:

self induced transfer: $D_{eff} = D + \mu Q/C$ (4.5)

thermal diffusion: $D_{eff} = D$ (4.6)

externally-induced transfer: if the self-induced field and diffusion is neglected equation (4.4) becomes

$$\partial Q/\partial t = -\partial(\mu QE)/\partial x \quad (4.7)$$

where C is the capacitance of the charge at x to its gate and substrate; J current density; μ mobility of the free charge; Q free charge concentration per unit area; x coordinate of the transfer direction; E drift field in transfer direction; D thermal diffusion coefficient; t time.

For the remaining charge concentration per unit area we define

$$Q_r(t) = L^{-1} \int_0^L Q(x,t)dx \quad (4.8)$$

$x = 0$ to $x = $ L is the area where the charge is stored initially and for the initial charge we define

$$Q_i(t) = Q_r(0) \quad (4.9)$$

For the boundary conditions for each of the three cases may be written

$$Q(x,0) = Q_i \quad (4.10)$$

$$Q(L,t) = 0 \quad (4.11)$$

$$(\partial Q/\partial x)_{x=0} = 0 \quad (4.12)$$

Self-induced transfer

In this situation is $L \gg d$.

Fig. 11 curves S, T, B show the solution of the equations (4.4), (4.5) with their boundary conditions (4.10), (4.11), (4.12) for the same amount of the initial charge Q_i. Curve S for the situation of the surface mode where $C = \epsilon_0/d_0$ is the oxide capacitance. For this curve we see that the transfer is relatively fast until about 5% of the initial charge is left. Then the self-induced term of equation (4.5) has decreased to the same order of magnitude as that for the diffusion term. After that the transfer becomes governed by thermal diffusion and is represented by the tail of curve S.

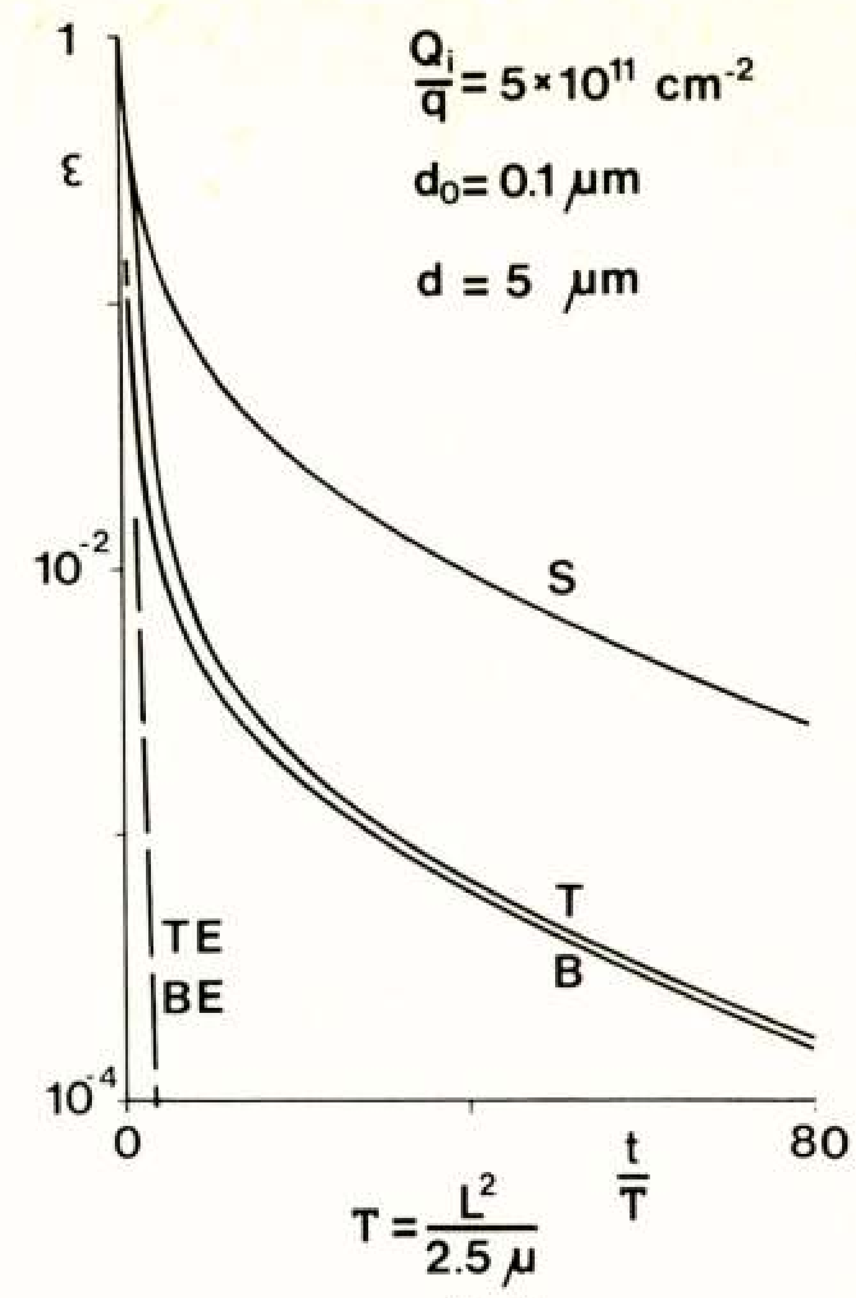


Fig. 11.
The intrinsic transfer inefficiency versus normalized time for the different modes of operation. The mode S, B and T apply to the self-induced field type ($L \gg d$) of the concerning CCD. BE concerns the bulk mode for the EF-type ($L \simeq 2d$) of the BCCD and TE the twin mode for the EF-types of the PCCD and P^2CCD.

For curve B, bulk mode, C decreases by about 16 (d = 5 μm) in this example for the last charge fraction, in comparison to that for curve S. So the self-induced term prevails over diffusion to a 16 times smaller value for Q. For the bulk layer a dope level of 10^{15} cm^{-3} has been taken.

Almost the same curve B is found when a 16 times larger amount of initial charge is taken for the surface mode. This may be expected from equation (4.5) what shows that an increase of the charge is equivalent to a decrease of the capacitance.

For curve T, the twin channel mode of the PCCD, a bulk dope level of 2×10^{14} cm^{-3} is taken, so that 80% of the charge packet is stored at the surface. It is observed that curve T follows curve S until most of the surface charge has been transferred. After that it follows curve B with a slight shift in time. So curve T is almost identical to curve B (Esser 1973, 1974).

If a surface layer is added to the PCCD, so that a P^2CCD is obtained, with a thickness of 0.3 μm a curve is found laying between the curves B and T.

If all the charge is transferred at the depth d then practically the same curve as B is found.

So the deep BCCD, the PCCD and the P^2CCD behave from the point of view of transfer speed as if all the charge is transferred at the depth d. This is a result of the fact that the transfer of the last charge fraction, when the self-induced fields has become small, determines the transfer time (Esser 1973, 1974, Esser et al. 1973).

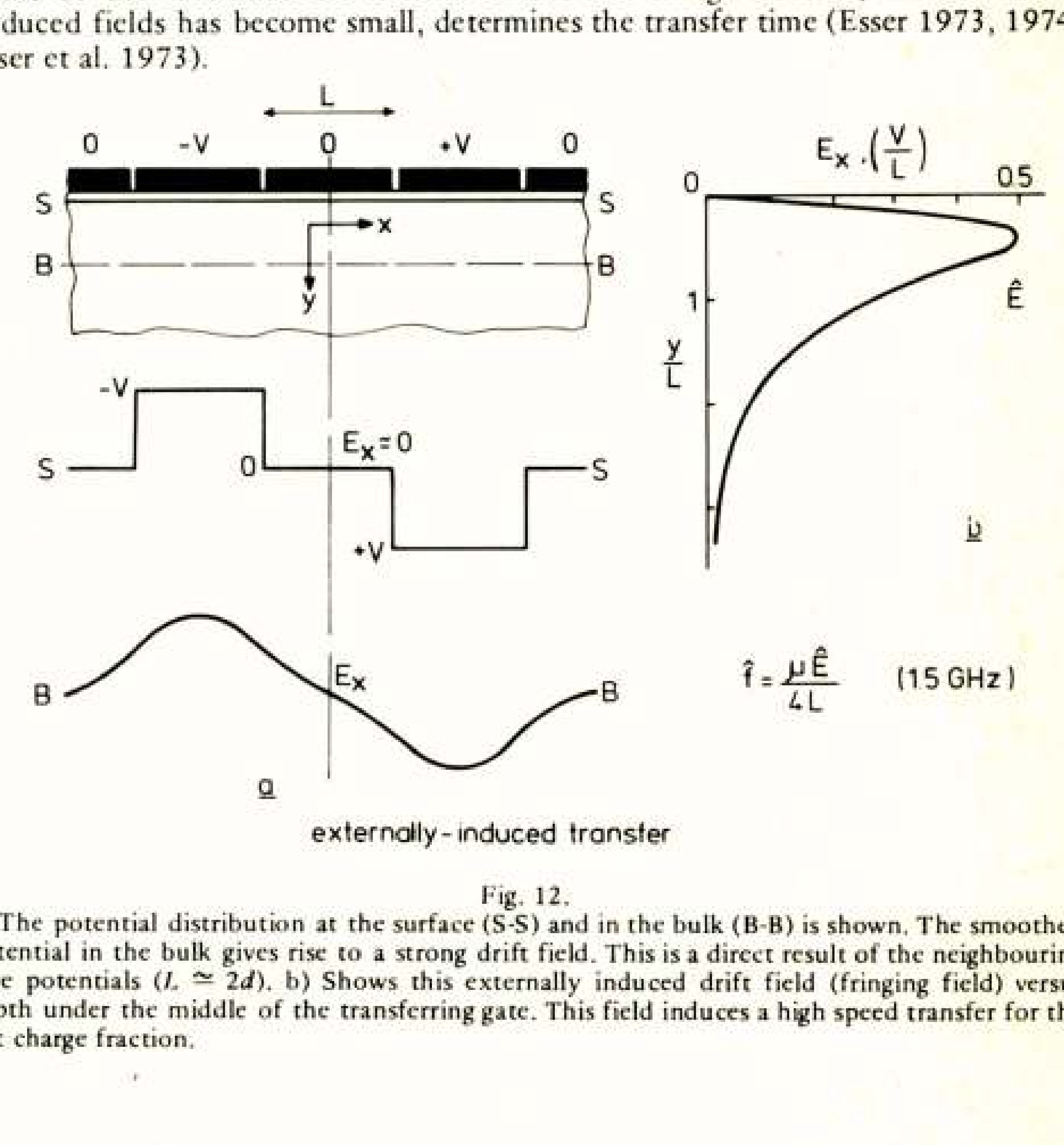


Fig. 12.
a) The potential distribution at the surface (S-S) and in the bulk (B-B) is shown. The smoothed potential in the bulk gives rise to a strong drift field. This is a direct result of the neighbouring gate potentials ($L \simeq 2d$). b) Shows this externally induced drift field (fringing field) versus depth under the middle of the transferring gate. This field induces a high speed transfer for the last charge fraction.

The transfer of this last charge fraction can be speeded up by externally induced fields (Walden et al. 1972, Esser 1972). Fig. 12 curve S-S shows that there is almost no drift field left at the surface by the shielding effect of the gate above, and the last charge fractions transfer only by thermal diffusion.

In the situation drawn, electrons would be transferred from below the middle gate to below the + V gate. However deeper in the bulk the potentials become more smoothed (curve B-B). Drift fields induced by the externally applied gate voltages become more important for the transfer of in particular the last charges. As function of x (transfer direction) a minimum is found for this externally induced drift field (EF) under the middle of the transferring gate. The EF as a function of depth (y) under the middle of this transferring gate is shown in fig. 12b (Collet et al. 1974, Hanneman et al. 1975). A maximum of $E \simeq V/2L$ is found at a depth of $y \simeq L/2$. If the last charge fraction is transferred at a depth near $L/2$ we will have a very short transfer time leading to intrinsically high transfer efficiencies (complete transfer) at very high clock rates. This situation will occur in all EF type CCDs, viz. the deep BCCD, PCCD and P^2CCD.

Self-induced transfer rate

As long as the electron concentration is sufficiently large, thermal diffusion may be neglected. Then eq. (4.5) becomes in case of the surface mode

$$D_{eff} = \mu Q(x,t)/C_{ox} \tag{4.13}$$

Substitution in eq. (4.4) leads to

$$\partial Q/\partial t = (\mu/2C_{ox})\partial^2 Q^2/\partial x^2 \tag{4.14}$$

As shown by Carnes et al. (1972) a short time after the initiation of transfer, the electron concentration gets a shape of which only the amplitude does change in time. Hence, separation of variables can be applied and eq. (4.14) can be integrated to yield

$$\epsilon = Q_r(t)/Q_i = (1 + t/T_s)^{-1} \tag{4.15}$$

where

$$T_s = 2L^2 C_{ox}/\pi\mu Q_i \tag{4.16}$$

is the self-induced transfer time constant for the surface mode of operation.

For the deep BCCD, PCCD and P^2CCD, when the charge packet has its pinch-off level at depth d (fig. 10), eq. (4.5) can be approximated by

$$D_{eff} \simeq \mu BQ/C_{ox} + D \tag{4.17}$$

This is a result of the fact that the transfer speed is determined by the last charge fraction. B is the ratio of the oxide capacitance and the capacitance of the charge at pinch-off level (d) to its gate.

$$B = 1 + d\epsilon_o/d_o\epsilon_s \tag{4.18}$$

Hence for the self-induced transfer time constant for a bulk CCD one may write (Esser 1972)

$$T_p \simeq T_s/B = 2L^2 C_{ox}/B\pi\mu Q_i \tag{4.19}$$

This is an improvement of about B times in comparison to the SCCD. Thus, for the same intrinsic transfer efficiency, self-induced transfer bulk CCDs will operate to a B-times higher frequency than the SCCD (Esser 1972).

In other words self-induced transfer will prevail over diffusion or externally-induced transfer to a B-times lower charge value. (For $d = 2$ µm and $d_o = 70$ nm, $B \simeq 10$ is found.)

Thermal diffusion transfer rate

For small charge fractions, when $\mu Q/C \ll D$, self-induced field transfer may be neglected. Then eq. (4.5) becomes

$$D_{eff} = D \tag{4.20}$$

Substitution in eq. (4.4) yields

$$\partial Q/\partial t = D\partial^2 Q/\partial x^2 \tag{4.21}$$

Solution of this equation (Kim 1971) yields

$$\epsilon = Q_r/Q_i = \exp(-t/T_d) \tag{4.22}$$

where

$$T_d = 4L^2/\pi^2 D \tag{4.23}$$

For SF-type CCDs this diffusion time constant is responsible for the relatively slow transfer of the last charge fraction. Equation (4.22) represents the transfer inefficiency of small charge fractions, valid for all self-induced field CCDs.

Externally-induced transfer rate

If the externally induced drift is dominant the continuity equation (4.3) becomes

$$\partial Q/\partial t = -\mu\partial(QE)/\partial x \tag{4.24}$$

If we assume a constant field strength E for $0 < x < L$, zero charge concentration at $x = L$ and zero gradient in charge at $x = 0$ then eq. (4.24) results in (Amelio 1972):

$$Q_r/Q_i = \exp(-t/T_c) \tag{4.25}$$

$$T_c = 4L/\pi^2\mu E \tag{4.26}$$

for $E = V/2L$, $V = 5$V (fig. 12)

$$T_d/T_c = \mu V/2D \simeq 10^2 \tag{4.27}$$

at room temperature.

An improvement of two orders of magnitude for the EF-time constant, in comparison to the diffusion time constant for the SF type. The inverse transfer time derived from eq. (4.25):

$$t^{-1} = T_c \ln(Q_r/Q_i) \tag{4.28}$$

can be seen as a minimum upper bound in frequency. This means a transfer rate of 1.8 GHz for $L = 7.5$ µm, $\epsilon = Q_r/Q_i = 10^{-4}$ and $V = 5$ V. This result depends very strongly on the boundary conditions at $x = 0$ and $x = L$. Practical results will be different and will be more favourable. The transfer gates induce a quasi-travelling potential wave in the bulk. If we consider the charge transfer at a depth of about $L/2$ as "surf riding" caused by a travelling wave and assume an effective drift field under the full gate length of

$$E = V/2L \tag{4.29}$$

(which will be higher in practice (Chan and Chamberlain (1974)), then the maximum upper bound is found to be

$$t^{-1} = \mu E/L \simeq 0.4\, T_c^{-1} \tag{4.30}$$

For $V = 5$ V, half the peak to peak clock voltage and $\mu = 1300$ cm^2/Vs, this means transfer rates of 6.5 GHz, and a clock frequency of 1.6 GHz for a 4-phase gate structure. Note that the clock rate is also the sampling rate of the signal at the input of the device.

Equation (4.25) has been drawn in fig. 11 curve TE, BE. It shows the tremendous increase in transfer speed, minimally obtained for the externally induced field type, in comparison to the self-induced field type. The curves of fig. 11 show that for an EF type of bulk CCD the self-induced transfer will prevail over the externally induced transfer until the charge is reduced to about 3×10^{10} electrons cm^{-2}. Then the transfer speed is governed by the externally induced transfer.

5. THE INTRINSIC STORAGE MECHANISMS

The charge handling capacity of a CCD is the maximum amount of charge which can be handled for a given clock voltage. The signal range is given by the charge handling capacity minus the bias charge (fat zero), which may be necessary for a good operation of the device (see sections 2 and 6).

All EF-type bulk CCDs can be operated with a reasonable transfer efficiency without bias charge (real zero mode).

The most simplified model for the determination of the charge handling capacity will be obtained by the following considerations:

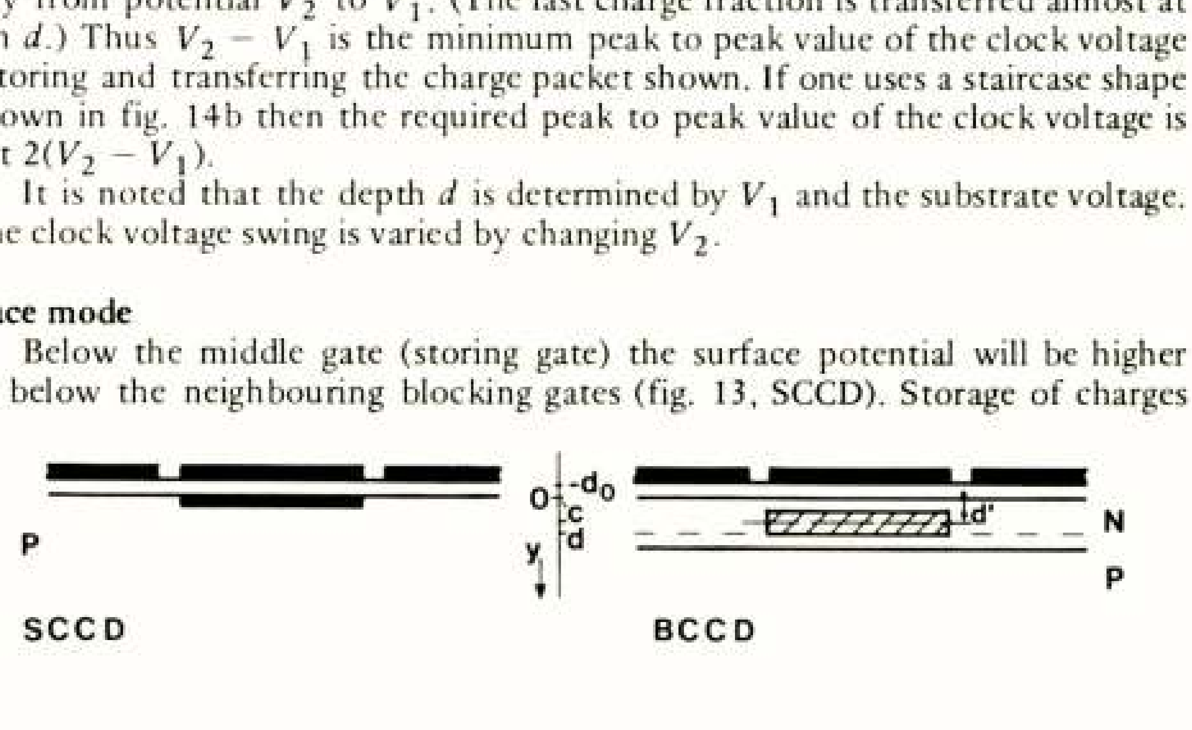
1. A one-dimensional model gives a tremendous simplification of the problem for the EF-type CCD and it is an exact model for the SF-type CCD.
2. Use of trapezoidally shaped clock pulses causes a quasi-stationary transfer. This has the result that the minimum voltage necessary for storing a charge packet equals the voltage to obtain a one-directional transfer.
3. If the last charge fractions are transferred in the bulk, comparison between the different bulk CCDs is made such that these last fractions are transferred at the same depth (d), thus giving the same transfer speed.

Point (2) will be clear from fig. 13, which shows the situation where the gate potentials V_2 and V_1 are just sufficient to store the charge packet under the middle gate ($V_2 > V_1$). To obtain a transfer the third gate is applied on the potential V_2 (fig. 14a) and the potential of the second gate is varied relatively slowly from potential V_2 to V_1. (The last charge fraction is transferred almost at depth d.) Thus $V_2 - V_1$ is the minimum peak to peak value of the clock voltage for storing and transferring the charge packet shown. If one uses a staircase shape as shown in fig. 14b then the required peak to peak value of the clock voltage is about $2(V_2 - V_1)$.

It is noted that the depth d is determined by V_1 and the substrate voltage. So the clock voltage swing is varied by changing V_2.

Surface mode

Below the middle gate (storing gate) the surface potential will be higher than below the neighbouring blocking gates (fig. 13, SCCD). Storage of charges



$$V_{CL} = V_2 - V_1 \quad , \quad V_{CL} = \hat{Q}\left(\frac{d_o}{\epsilon_o} + \frac{c}{\epsilon_s}\right)$$

Fig. 13.
Model for the determination of the charge handling capacity for the different types of CCD. The charge $\hat{Q}$ is the maximum quantity that can be stored for a particular clock voltage swing V_{cl}. The mutual variation in the charge handling for the different devices depend on c, the centre of gravity of the concerning charge packet. $\hat{Q}$ increases with decreasing c. The transfer speed increases with d up to $d \simeq L/2$.

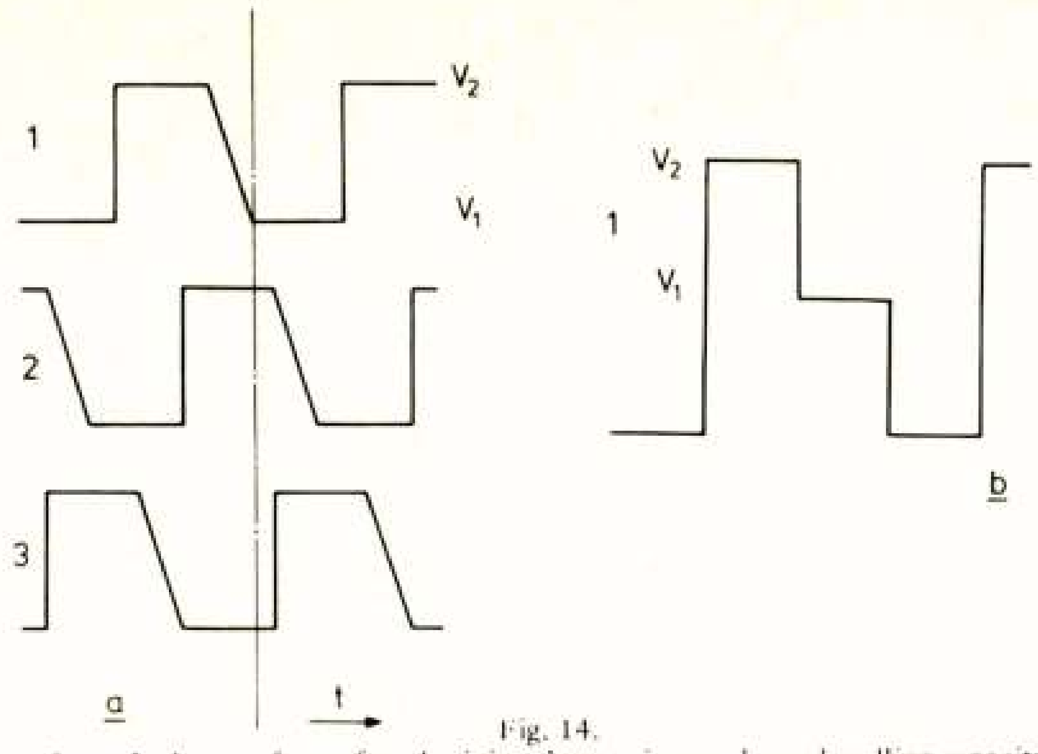


Fig. 14.
a) Three-phase clock wave forms for obtaining the maximum charge handling capacity. b) Three level clock wave forms (only phase 1 is drawn) gives the same charge handling capacity as that of fig. 14a. However the voltage swing has to be increased to about twice the value of a.

will lower the surface potential below the storing gate. For the charge $\hat{Q}$ the surface potentials below the gates will just equalize and equal depletion depths (d_s) in the substrate will be found. Addition of more charge will result in overflow. So $\hat{Q}$ is the maximum charge quantity which can be stored for the clock voltage swing

$$V_{cl} = V_2 - V_1 \tag{5.1}$$

From section 3 is found for the electric fields in the oxide below the blocking and storage gate respectively:

$$E_b = (q/\epsilon_o) \int_o^{d_s} N\mathrm{d}y \tag{5.2}$$

$$E_s = E_b + \hat{Q}/\epsilon_o \tag{5.3}$$

This together with the fact that the surface potentials below both gates just equals leads to

$$V_{cl} = \hat{Q}d_o/\epsilon_o \tag{5.4}$$

This equation is plotted in fig. 15 (d_o = 0.127 μm) denoted by S and is valid for the SCCD.

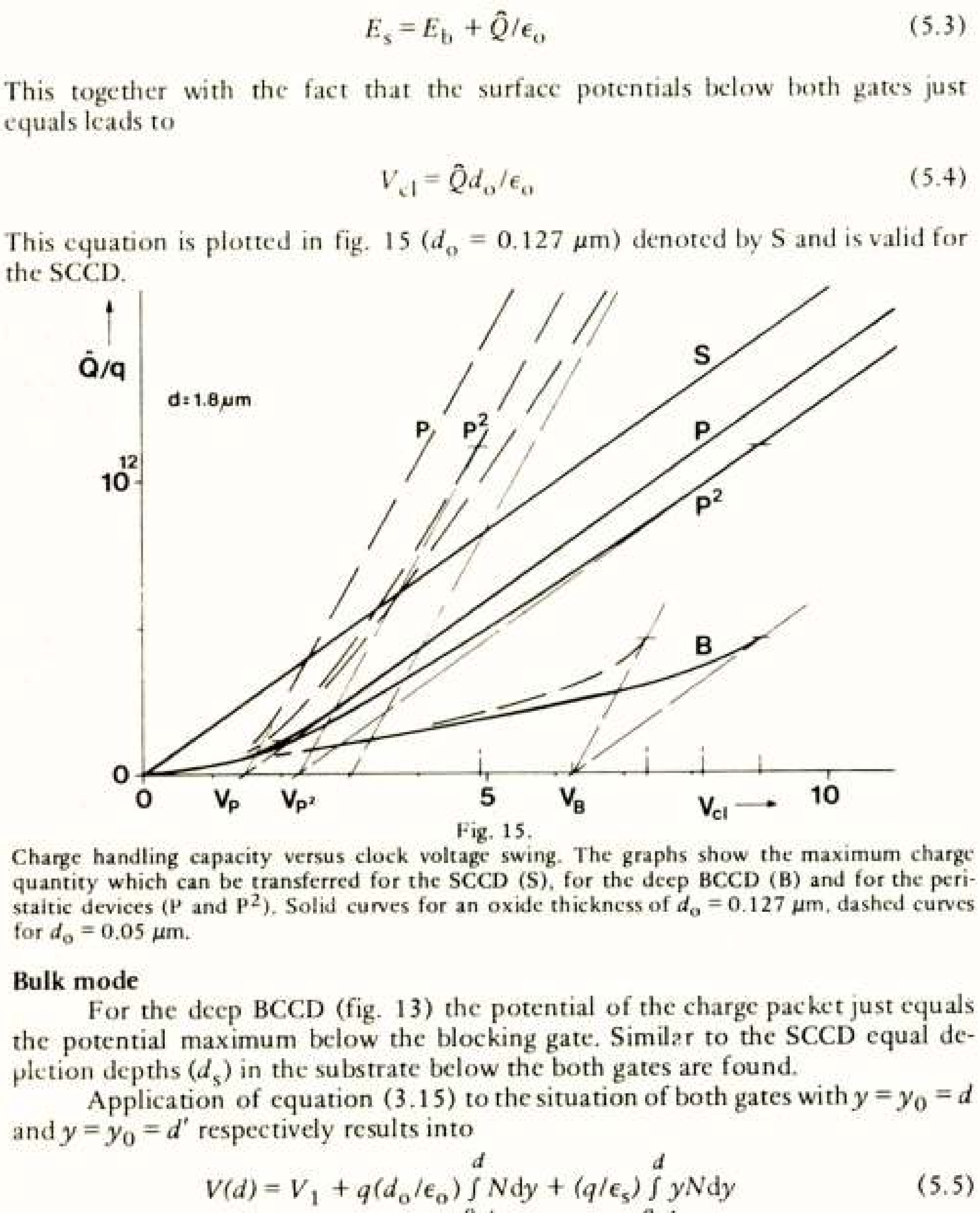


Fig. 15.
Charge handling capacity versus clock voltage swing. The graphs show the maximum charge quantity which can be transferred for the SCCD (S), for the deep BCCD (B) and for the peristaltic devices (P and P^2). Solid curves for an oxide thickness of d_o = 0.127 μm, dashed curves for d_o = 0.05 μm.

Bulk mode

For the deep BCCD (fig. 13) the potential of the charge packet just equals the potential maximum below the blocking gate. Similar to the SCCD equal depletion depths (d_s) in the substrate below the both gates are found.

Application of equation (3.15) to the situation of both gates with $y = y_0 = d$ and $y = y_0 = d'$ respectively results into

$$V(d) = V_1 + q(d_o/\epsilon_o) \int_{d'}^{d} N\mathrm{d}y + (q/\epsilon_s) \int_{d'}^{d} yN\mathrm{d}y \tag{5.5}$$

$$V(d') = V_2 + q(d_o/\epsilon_o) \int_o^{d'} N\mathrm{d}y + (q/\epsilon_s) \int_o^{d'} yN\mathrm{d}y \tag{5.6}$$

$$V(d') = V(d) \tag{5.7}$$

These three equations lead to

$$V_{cl} = \hat{Q}(d_o/\epsilon_o + c/\epsilon_s) \tag{5.8}$$

where

$$\hat{Q} = q \int_{d'}^{d} N\mathrm{d}y \tag{5.9}$$

and

$$c = \int_{d'}^{d} yN\mathrm{d}y \,/ \int_{d'}^{d} N\mathrm{d}y \tag{5.10}$$

are the maximum allowed free charge concentration per unit area and the depth of the centre of gravity for the charge packet $\hat{Q}$.

The term between brackets of equation (5.8) represents the reciprocal value of the storage capacitance. This capacitance is the result of the oxide capacitance and the effective bulk capacitance in series.

For d_o = 0.127 μm, d = 1.8 μm and a uniform dope level of $N = 2.5\mathrm{x}10^{15}$ cm^{-3} a completely filled bulk ($d' = 0$) is found as a maximum charge quantity for 9 V clock voltage swing with $\hat{Q}/q \simeq 4.6\mathrm{x}10^{11}\mathrm{cm}^{-2}$. Equation (5.8) together with these data is plotted in fig. 15 curve B.

For this situation where the bulk layer is uniformly doped $c = 0.5\ d$. For a Gaussian dope profile is found $c > 0.33\ d$. So by a Gaussian dope profile a reduction of not more than 34% for the centre of gravity of the charge packet will be possible. Equation (5.8) is valid for the deep BCCD. For the shallow BCCD equation (5.8) approaches equation (5.4) for the surface mode if .

$$d < 3d_o \tag{5.11}$$

Twin mode

For the PCCD the dope level of the layer is reduced to e.g. $6\mathrm{x}10^{14}\mathrm{cm}^{-3}$, then the required clock voltage for a completely filled bulk is reduced by the same factor from 9 V to 2.1 V. If the clock voltage is increased again, by increasing V_2, to 9 V then the charge will be stored at the surface in the oxide capacitance and a charge quantity of $1.25\mathrm{x}10^{12}$ electrons cm^{-2} is found. The surface mode allows under these circumstances almost $1.5\mathrm{x}10^{12}$ electrons cm^{-2}.

The equations (5.8), 5.9) and (5.10) are valid for the PCCD in case $d' > 0$, when the bulk layer is not yet filled up to the surface.

When d' = 0 then the surface charge $\hat{Q}_s$ is stored supplementary to the maximum bulk charge

$$\hat{Q}_b = q \int_o^{d} N\mathrm{d}y \tag{5.12}$$

So it may be derived from equations (5.8) – (5.10)

$$V_{cl} = (\hat{Q}_b + \hat{Q}_s)d_o/\epsilon_o + \hat{Q}_b c_b \tag{5.13}$$

where

$$c_b = \int_o^{d} yN\mathrm{d}y \,/ \int_o^{d} N\mathrm{d}y \tag{5.14}$$

the depth of the centre of gravity of the maximum bulk charge,

$$\hat{Q} = \hat{Q}_b + \hat{Q}_s \tag{5.15}$$

the total amount of the stored charge

and

$$c = c_b\hat{Q}_b/(\hat{Q}_b + \hat{Q}_s) = q \int_o^{d} yN\mathrm{d}y \,/\hat{Q} \tag{5.16}$$

the depth of the centre of gravity of the total charge quantity. So that eqs. (5.8), (5.15) and (5.16) become valid for this twin mode. From equation (5.16) it may concluded that the smaller N the smaller c and the larger $\hat{Q}$ becomes. If N approaches zero, equation (5.13) will approach equation (5.4) for the surface mode.

So d and c can be choosen almost independent of each other, that means high speed transfer and high charge handling can be combined for the PCCD. Fig. 15 curve P corresponds to the PCCD. This curve is identical to curve S for the surface mode however with an offset voltage of about 1.5 volts.

P^2CCD

The P^2CCD like the BCCD stores only charges in the bulk, so equations (5.8) – (5.10) are valid. However to express the influence of the N_1 and N_2 layers these equations are rewritten to

$$V_{cl} = \hat{Q}(d_o/\epsilon_o + c/\epsilon_s) \tag{5.17}$$

$$\hat{Q} = \hat{Q}_1 + \hat{Q}_2 \tag{5.18}$$

$$\hat{Q}_{1,2} = q \int_{d'}^{d} N_{1,2}\mathrm{d}y \tag{5.19}$$

$$c = (\hat{Q}_1 c_1 + \hat{Q}_2 c_2)/\hat{Q} \tag{5.20}$$

$$c_{1,2} = \int_{d'}^{d} yN_{1,2}\mathrm{d}y/\hat{Q}_{1,2} \tag{5.21}$$

Measurement of the N_1 dope profile has learned that it can be described by

$$N_1 = a\exp(by) \tag{5.22}$$

where $a = 2.25\mathrm{x}10^{17}\mathrm{cm}^{-3}$; $b = -2.1\mathrm{x}10^4\mathrm{cm}^{-1}$.

This corresponds to an effective thickness of

$$d_{1\mathrm{eff}} = \int_o^{\infty} yN_1\mathrm{d}y \,/ \int_o^{\infty} N_1\mathrm{d}y = -b^{-1} \simeq 0.047\ \mu\mathrm{m} \tag{5.23}$$

and to a total effective implant level of

$$I_1 = \int_o^{\infty} N_1\mathrm{d}y = -ab^{-1} \simeq 1.05\mathrm{x}10^{12}\ \mathrm{cm}^{-2} \tag{5.24}$$

The depth d_1 where $N_1(d_1) = N_2 = 6\mathrm{x}10^{14}$ is found to be $d_1 \simeq 0.28$ μm. For the centre of gravity for a full bulk packet is found $c = 0.068\ d$. This is 4.9 to 7.3 times smaller than for the BCCD. It shows the advantage of a profiled structure performed by a twin-layer. From theory and experiments maximum (full bulk) charge quantities of about $1.15\mathrm{x}10^{12}$ electrons cm^{-2} are found. Experimental curves for PCCDs and P^2CCDs fit the theoretical curves very good. These devices have been implemented by Peek (1976).

Down scaling

To get a better insight and to see effects of down scaling some properties of these curves will be analysed. The equations (5.8) – (5.10) are valid for bulk storage for the BCCD, PCCD and P^2CCD. From these equations can be derived

$$\mathrm{d}\hat{Q}/\mathrm{d}V_{cl} = (d_o/\epsilon_o + d'/\epsilon_s)^{-1} \tag{5.25}$$

This is the capacitance between the charge packet and its gate. In case the charge packet is fully or partly stored at the surface it is found

$$\mathrm{d}\hat{Q}/\mathrm{d}V_{cl} = \epsilon_o/d_o \tag{5.26}$$

If this is the situation for a bulk CCD the tangent with a directivity factor given by equation (5.26) will cross the horizontal axis at

$$V_p, V_{p2}, V_B = (q/\epsilon_s)\int_o^d yNdy \qquad (5.27)$$

for the different types of bulk devices.

Equation (5.27) represents the depletion voltage of the area occupied by the charge packet. Applying the relevant data yields

$V_p \simeq 1.5$ volts
$V_{p2} \simeq 2.25$ volts
$V_B \simeq 6.25$ volts

The difference $(V_{p2} - V_p)$ is the depletion voltage of the N_1 layer.

Down scaling leads to narrow channels and smaller gates. Smaller gates require a smaller transfer depth of the last charge fraction for high speed transfer. $d = 1.8$ µm is an optimum depth for 4 µm gates. As schematically shown in fig. 15 a reduction of the oxide thickness from $d_o = 0.127$ to 0.05 µm reduces the clock voltage for the P^2CCD from 9 V to 4.9 V for the full bulk charge quantity of 1.12×10^{12} electrons cm^{-2} (measured value) whereas for the BCCD the clock voltage reduces only to 7.35 V. A double N_1 implant level for the P^2CCD, so that $(V_{p2} - V_p)$ would become about 1.5 volts, would increase the charge handling to 1.8×10^{12} electrons cm^{-2} at a 7.35 volts clock voltage swing.

Relative large charge packets are of great importance to maintain good signal to noise ratios for down scaled CCDs.

This example shows again the advantage of a profiled structure for CCDs.

6. LIMITATIONS BY EXTRINSIC EFFECTS

A discussion about the most important extrinsic effects which set a limit to the transfer efficiency in particular for the lower clock frequencies will be discussed as well as effects of dark currents.

Surface states and bulk centres

An improvement in transfer efficiency for the basic transfer process has been found by bias charge operation. A bias charge gives a smaller time constant for the transfer process of SF-type CCDs eqs. (4.16), (4.19) and thus a higher frequency range. As will be shown there is another reason for using bias charge operation for some types of CCDs. For lower clock frequencies the transfer inefficiency is no longer determined by the intrinsic transfer process, but becomes dominated by an almost frequency independent term. In CCDs this effect is attributed to the interaction of the carriers with the surface states (Berglund and Strain 1972, Carnes and Kosonocky 1972) and trapping centres in the bulk (Stein 1971, Sah et al. 1970, Collet 1976). These traps are situated at the $Si\text{-}SiO_2$ interface and in the bulk, respectively. Both types of trap are at an energy level situated between the valence and conduction band edges of the semiconductor.

In the presence of an electron charge packet these traps will capture electrons. During transfer of the charge packet the rate of electron emission exceeds the capture rate. If the trap lies sufficiently far from the conduction band then the emission time will be longer than the time allowed for charge transfer. Thus the captured electrons will be injected into the following charge packets so that the transfer efficiency decreases.

The spread in emission time constants of the surface states is large because they are distributed throughout the band gap (Fahrner and Goetzberger 1970). The contribution of the surface states to the tranfer inefficiency is almost frequency independent. Bulk centres are not found to be distributed throughout the band gap (Collet 1976), so that a frequency dependence of the bulk transfer inefficiency might be expected. For the SCCD and PCCD (in the surface mode and twin mode, respectively) a bias charge (fat zero) is used to reduce the influence of the surface states on the transfer efficiency. Each passing charge packet causes the electron concentration at the surface to be high once every clock period, thus keeping most of the surface states filled. In other words they do not contribute to the charge transfer inefficiency. The area occupied by the charge packet varies with its magnitude (Kosonocky and Carnes 1973b, Tompsett 1973). The surface states at the boundary of the charge regions still contribute to the charge transfer inefficiency. Kosonocky et al. have given an analysis of this so called "edge effect" (Kosonocky and Carnes 1973b, c) supplemented by experimental results. For sole bulk transfer in a bulk charge-coupled device, the electron concentration at the surface is always low enough to keep the surface states empty. This prevents the surface states from contributing to ϵ.

In bulk CCDs one expects bulk trapping centres to increase the charge transfer inefficiency. As with the SCCD, one would like to eliminate the influence of these centres. However, in a uniformly doped bulk CCD the volume occupied by a bulk charge packet is proportional to its magnitude. When the trapping centres are homogeneously distributed, the number of traps occupied in the presence of a packet is proportional to the magnitude of the packet. Obviously a bias charge will not be useful.

In the P^2CCD most of the volume occupied by a charge packet is taken by a small fraction of the total charge. A fat zero packet of this magnitude will eliminate the major part of the effect of bulk traps and an improved transfer is found.

The temperature dependence of the transfer inefficiency for bulk CCDs has been investigated by Collet (1976) and is shown in fig. 16. After a charge packet has been transferred to the following gate the local electron concentration is very small and the electron emission time constant (τ_e) is much smaller than the electron capture time constant (τ_c). Therefore the traps start to re-emit the captured electrons. The electron emitted in the fall time of the clock pulse (t_f) will join the charge packet where they belong to. If $\tau_e \ll t_f$ the trap will not contribute to the transfer inefficiency.

The transfer inefficiency has been measured as the charge lost by the first packet of a train of ten equal charge packets or "ones". Each train of packets is preceded by a final number of empty potential wells or "zeros" covering a time t_0. If $\tau_e \gg t_0$ for low temperatures the traps will still be occupied when the first

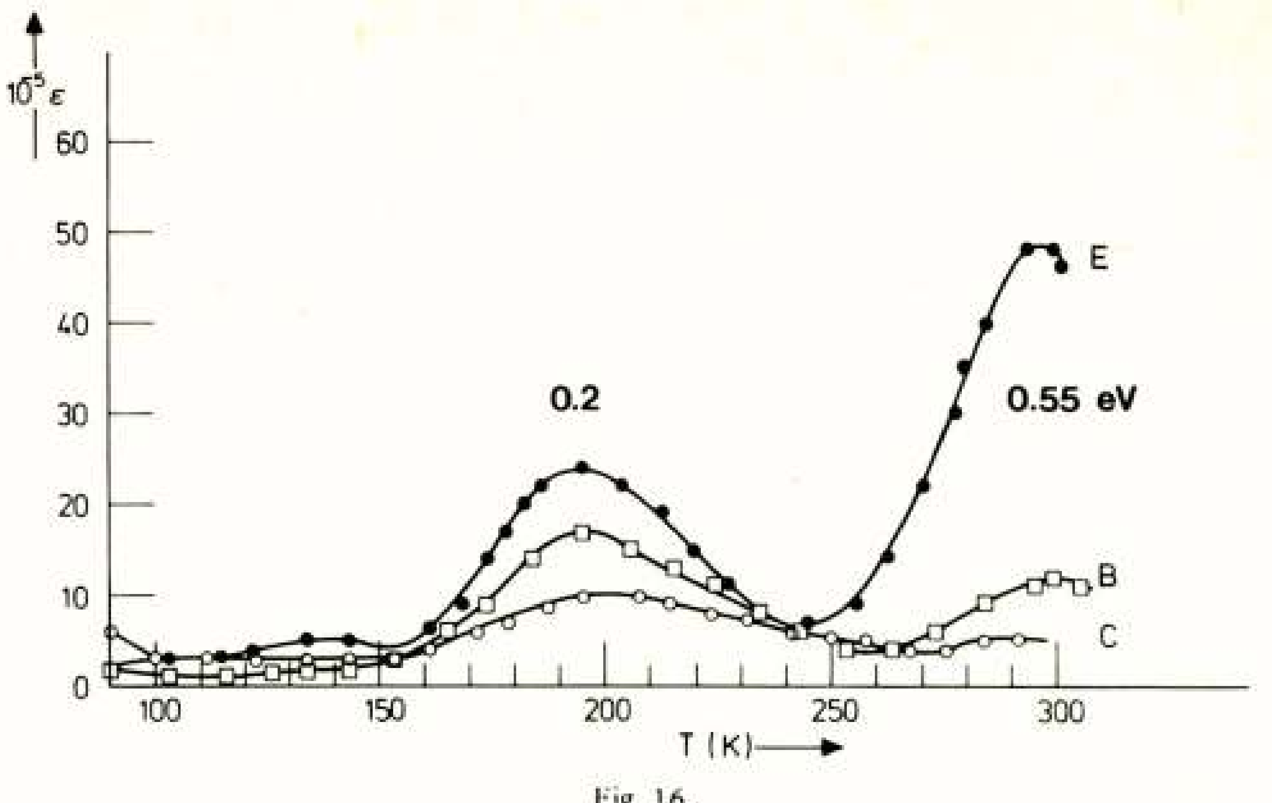


Fig. 16.
Typical examples of charge-transfer inefficiency versus temperature for three batches of P^2CCD. The peaks correspond to traps at an energy level of 0.2 and 0.55 eV below the conduction band (Collet 1976).

"one" of the following train arrives. This charge packet will not lose any electrons and again the contribution to ϵ will be negligible. For higher temperatures when $t_0 \gg \tau_e \gg t_f$ the traps will contribute to the transfer inefficiency which is about equal to the ratio of the trap concentration and the ionized donor concentration.

The electron emission time constant can be varied over many orders of magnitude by changing the temperature. So the presence of one or more types of trap in a bulk CCD will show up (fig. 16) in a measurement of the transfer inefficiency versus temperature. For the results shown t_0 was taken about 5 msec so that almost all traps were contributing to ϵ (Collet 1976). The charge quantity used was about 2×10^{11} electrons cm^{-2}, so only the N_2-layer of the measured PCCDs and P^2CCD was used for transfer (bulk transfer). Hence for the trap density can be written

$$N_t = \epsilon Q/(d - d') \simeq \epsilon \times 10^{15} cm^{-3} \qquad (6.1)$$

Trap densities of about 5×10^{10} to $5 \times 10^{11} cm^{-3}$ are found (Collet 1976), which are in the same order of magnitude as found by Esser (1973) ($N_t \simeq 2 \times 10^{11}$). Collet (1976) showed that the two peaks in fig. 16 correspond to the traps laying at 0.2 eV and 0.55 eV respectively from the conduction band.

Interelectrode gaps

Interelectrode gaps give rise to potential barriers for SCCDs and potential wells for bulk layer CCDs. Their potential heights or depths depend on the gap width and the dope level of the semiconductor near the gap. The wider the gap and the higher the dope level the higher the barrier and the deeper the well.

For SCCDs charges stay behind under the transferring gate by the barrier, for bulk CCDs charges are kept in the wells and for both feedback effects modulate the barrier height and thus the charges staying behind. This sets an extra limit to the transfer efficiency.

For sufficiently small gaps and sufficiently large clock voltages the influence of the gaps on the potential barrier or well is eliminated by fringing effects. The first experimental deep BCCD (Walden et al. 1972) showed that 5 µm interelectrode gaps together with a bulk dope level of $\sim 1.5 \times 10^{15} cm^{-3}$ are disastrous for the transfer of charges. The first experimental PCCD (August 1971) showed a transfer efficiency of 0.99 limited by 10 µm gaps. These gaps did not deteroriate the transfer owing to the low doped N layer ($4 \times 10^{14} cm^{-3}$) (Esser 1972, 1973).

Interelectrode gaps of smaller than 3 µm are acceptable for SCCDs. The potential barriers disappear some time after starting the clocks. Even a SCCD with 10 µm gaps started to operate after 7 h clocking as was found by authors experiment.

Peek (1976) found that gaps up to 0.5 µm are acceptable for P^2CCDs and PCCDs. He shows that for effective dope levels of larger than $10^{12} cm^{-2}$ for the N_1 surface layer gaps of ~ 0.5 µm get a noticable influence on the transfer efficiency.

Leakage currents

All CCDs are operated under nonthermal equilibrium conditions. Under these circumstances net generation of electron-hole pairs occurs. These dark currents fill the potential wells of a CCD and may therefore obliterate the signal charges. This limits the storage time. A dark current of 1 nA/cm^2 allows a storage time of about 1 s for about 2% of full-well charge contribution (average value). The dark current can be measured as output current during CCD operation. In this way one obtains the average dark current. The distribution of the dark current can be measured by periodically stopping the clock for a fixed collection time of the charge. The dark current profile is then read out (Kosonocky and Carnes 1973a). By this method the magnitude and localization of current spikes, which are sensitive to the applied gate voltage, can be determined. The control of the dark current is very important for CCD image sensors.

Declerck et al. (1976) found a 10% average contribution of a full-well packet in 1 sec with a non-uniformity of less than 0.5% of full-well at room temperature. The average contribution corresponds to a current density of ~ 5 nA/cm^{-2}.

Recently dark current densities of 10^{-10} A/cm^2 for room temperature has been obtained (Slotboom et al. 1980). What makes possible storage times of several tens of seconds.

In section 8 technological aspects of dark currents will be discussed.

7. ACCURATE MEASUREMENT OF TRANSFER INEFFICIENCIES AND RESULTS

Fig. 17 shows a set up for the measurement of transfer inefficiencies. It has been designed by Boudewijns and Heldens (1978). A charge packet is periodically introduced into the CCD with a period of M clock periods (M ⩾ 4). After N clock periods when the charge packets arrive at the output, switch 1 is closed every M clock periods and the output signal is added to the averaging output circuit. Switch 2 is closed one clock period later as switch 1, and so does switch 3 with respect to switch 2, and so on. The output circuit after the switch, takes the average of about 2000 M^{-1} packets, this is of several hundreds of packets in practice. The output voltages may be digitized and processed.

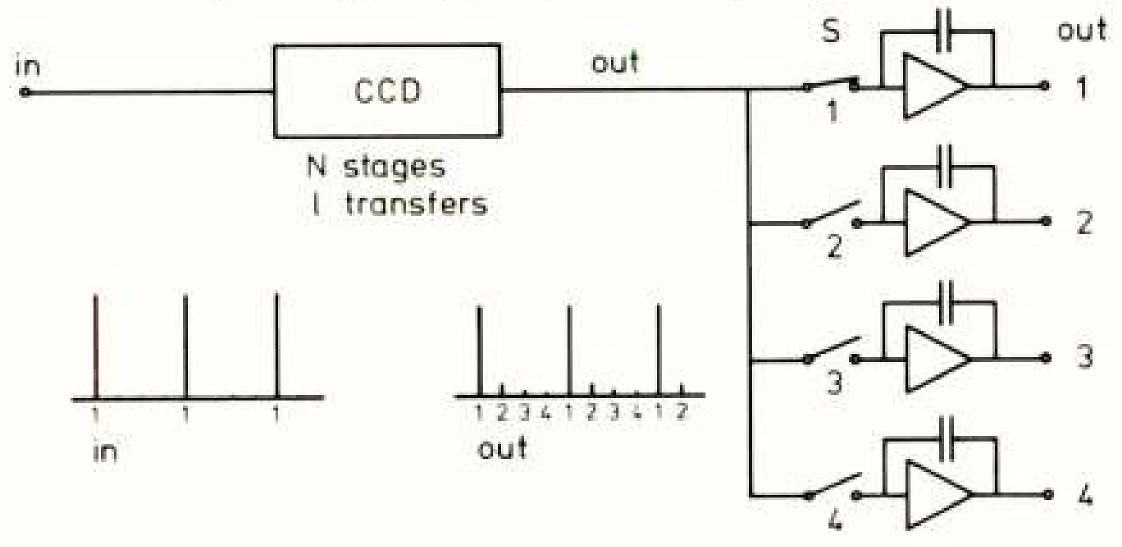


Fig. 17.
Scheme of a measuring set up for an accurate measurement of charge transfer inefficiencies.

According to Hobson (1978) the output sequence for destructive sensing after $l = p$N transfers (p is number of tranfers per stage) for a single unit of charge at the input:

$$\eta^l,\ l\epsilon\eta^l,\ \epsilon^2\eta^l l(l+1)/2!, \ldots\ldots, \epsilon^r\eta^l(l+r-1)!/(l-1)!r! \tag{7.1}$$

where $\eta = 1 - \epsilon$.

The first four terms are represented by the four outputs respectively. Division of the second output by the first one gives $l\epsilon$. However common mode offset of the outputs will cause large errors so the division is taken of the difference of the second and fourth output by the difference of the first and third output. The transfer inefficiency is then approximated by the final measured result (ϵ_m) which is corrected for the total number of transfers

$$\epsilon_m = \epsilon(6-(l+1)(l+2)\epsilon^2)/(6-3l(l+1)\epsilon^2) \tag{7.2}$$

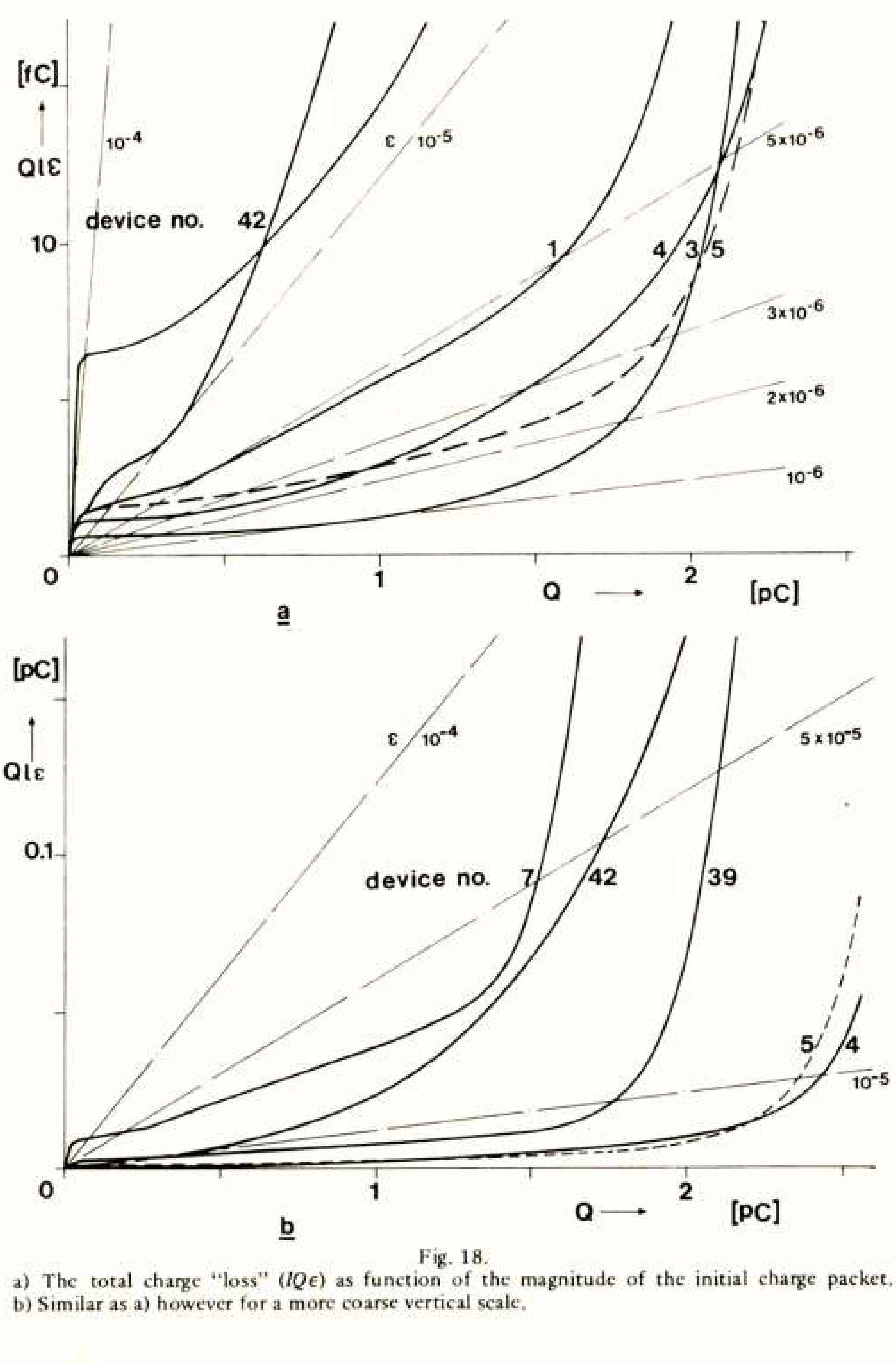


Fig. 18.
a) The total charge "loss" ($lQ\epsilon$) as function of the magnitude of the initial charge packet. b) Similar as a) however for a more coarse vertical scale.

The error in the measured value is less than 10% for $l\epsilon$ less than 0.5. High accuracies are obtained (error less than 0.35%) for $l\epsilon < 0.1$.

Some measured results, obtained by the measurement set up described, are shown in figure 18. It shows $l\epsilon Q$ as a function of Q, the charge quantity at the input. The graphs show the result for several experimental P^2CCDs (Daub et al. 1978). The device has a double bend, a special in- and output and shows some resemblence with a viper.

The graphs show a step for small values of Q these steps may have been caused by bulk centres with a concentration in the order of $10^{10} cm^{-3}$.

Somewhere between 250 and 500 fC the N_2 layer becomes filled up ($d' \downarrow d_1$). However small charge packets will pass a larger area than the required volume during storage ($d - d'$) as the charge moves up and down during the transients in the clocks. That means that most bulk centres become filled already for very small charge packets. Furthermore it may be observed that the step is taken at a Q level where the quasi-Fermi level of the centre of the charge packet has reached the Fermi level for thermal equilibrium. Hence all the bulk centres with an energy level laying below the Fermi level may capture electrons in the volume of the charge packet.

For larger charge packets the charge left behind increases. This could be explained by assuming a variation in flat band voltages of the gates. Then the number of gates where spill over of the charge packets takes place, will gradually grow with the magnitude of the introduced charge quantity. Another explanation, which may be more acceptable, could be that the gaps caused by the oxide thickness between the gates become effective. These gaps may become gradually effective as a result of a non-uniformly distributed gap width for a single device.

Device no.3 shows for Q = 1000 fC a transfer inefficiency of 10^{-6}. However the dynamic transfer inefficiency (Esser and Sangster 1981, eq. (2.20))

$$\epsilon_d = \partial Q_r / \partial Q_i \tag{7.3}$$

which is the first derivative of the curve, shows dynamic transfer inefficiencies of better than 2×10^{-7} for 20% of the dynamic range of the device.

8. TECHNOLOGICAL ASPECTS

Gate structures

Fig. 19 shows some gate structures which are used for CCDs. The single-level metallization (Sangster 1970b, Boyle and Smith 1970) (fig. 19a) is the simplest one and the easiest to fabricate. It is extremely well suited for the MOS BBD, it does not require a very accurate definition of the metal pattern. Since the bucket islands conduct well, the gaps between the gates are not critical (Sangster 1970b).

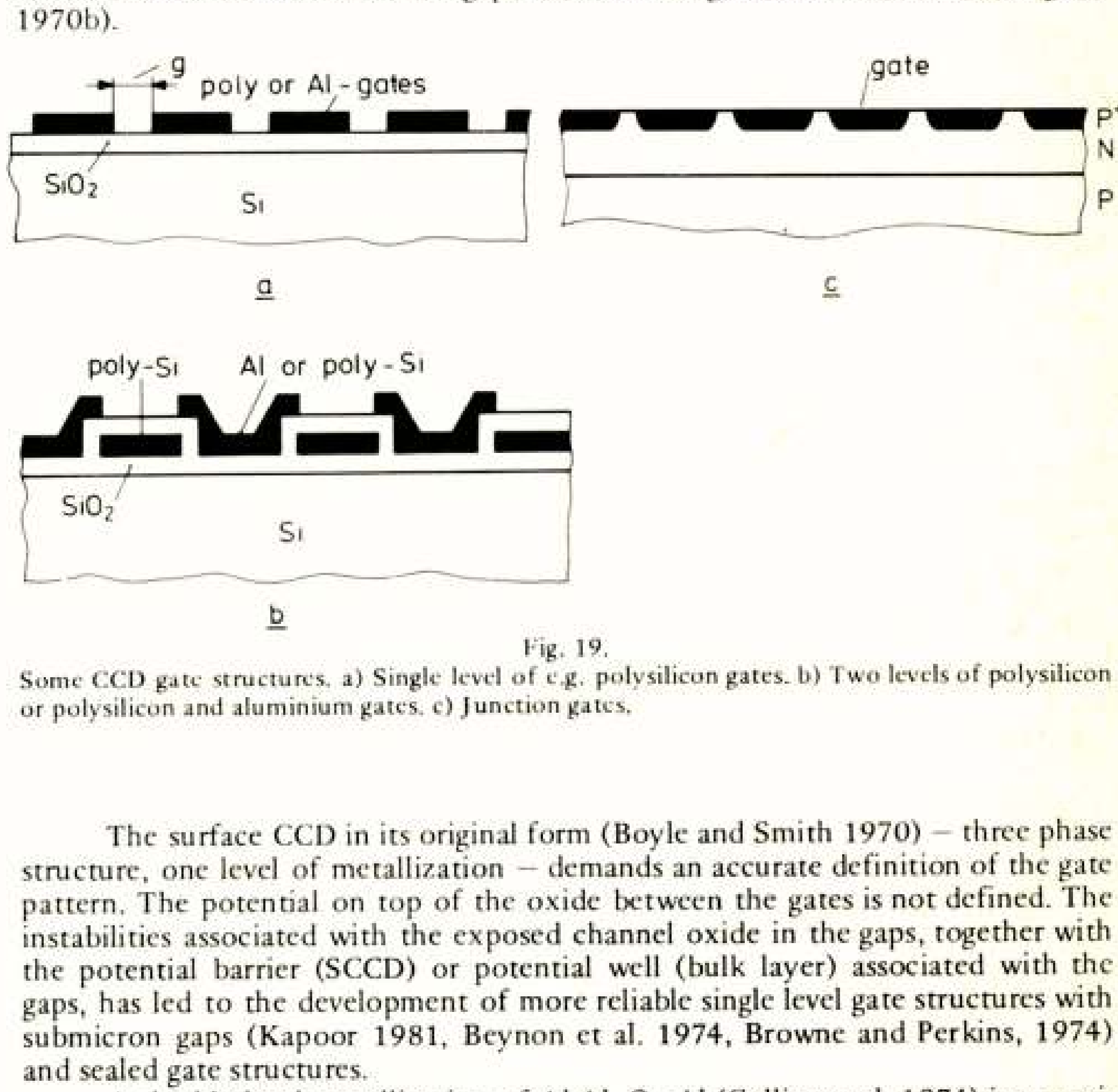


Fig. 19.
Some CCD gate structures. a) Single level of e.g. polysilicon gates. b) Two levels of polysilicon or polysilicon and aluminium gates. c) Junction gates.

The surface CCD in its original form (Boyle and Smith 1970) – three phase structure, one level of metallization – demands an accurate definition of the gate pattern. The potential on top of the oxide between the gates is not defined. The instabilities associated with the exposed channel oxide in the gaps, together with the potential barrier (SCCD) or potential well (bulk layer) associated with the gaps, has led to the development of more reliable single level gate structures with submicron gaps (Kapoor 1981, Beynon et al. 1974, Browne and Perkins, 1974) and sealed gate structures.

A double level metallization of Al-Al_2O_3-Al (Collins et al. 1974) is a possibility for a sealed CCD gate structure. This structure has low-resistivity conductors and therefore is an advantage to all structures where long polysilicon gates are used. The RC time delay in long polysilicon gates may set too low a limit on operating frequencies. Here C is mainly effected by the overlapping area of the double-level gate structure.

A more common double-level gate structure is polysilicon-aluminium (Kosonocky and Carnes 1973b, Theunissen and Esser 1974) (fig. 19b). It is a self-aligned overlapping gate structure. The isolation between the gates is formed by thermally grown SiO_2 and can have the same thickness as the channel oxide layer.

A three-level polysilicon gate structure may be used for three-phase CCDs (Bertram et al. 1974). The advantage of the construction is that the spaces between the gates at one gate level are maximized for a given length in comparison to a two-level structure.

Schottky-barriers (Schuermeyer et al. 1972) and pn-junctions (Kleefstra, Wolsheimer 1979) (fig. 19c) may also be used as CCD gate structures. As shown by Kleefstra and Wolsheimer (1979) the parasitic potential wells caused by the interelectrode gaps may be neutralized by a dope profiled layer, similar to that of the P^2CCD, only below the gates for junction CCDs (JCCDs). High transfer efficiencies of 0.99998 have been measured for this profiled JCCD.

Channel confinement

Figure 20 shows some structures for the definition of the CCD channel. The structure of fig. 20a may be used to define the channel of the SCCD. Figure 20b shows a method where gates are used for the channel confinement. These gates may also serve as a transfer gate for the control of transfer perpendicular to the CCD register. It is used e.g. in image sensors and may be applied to all types of CCD.

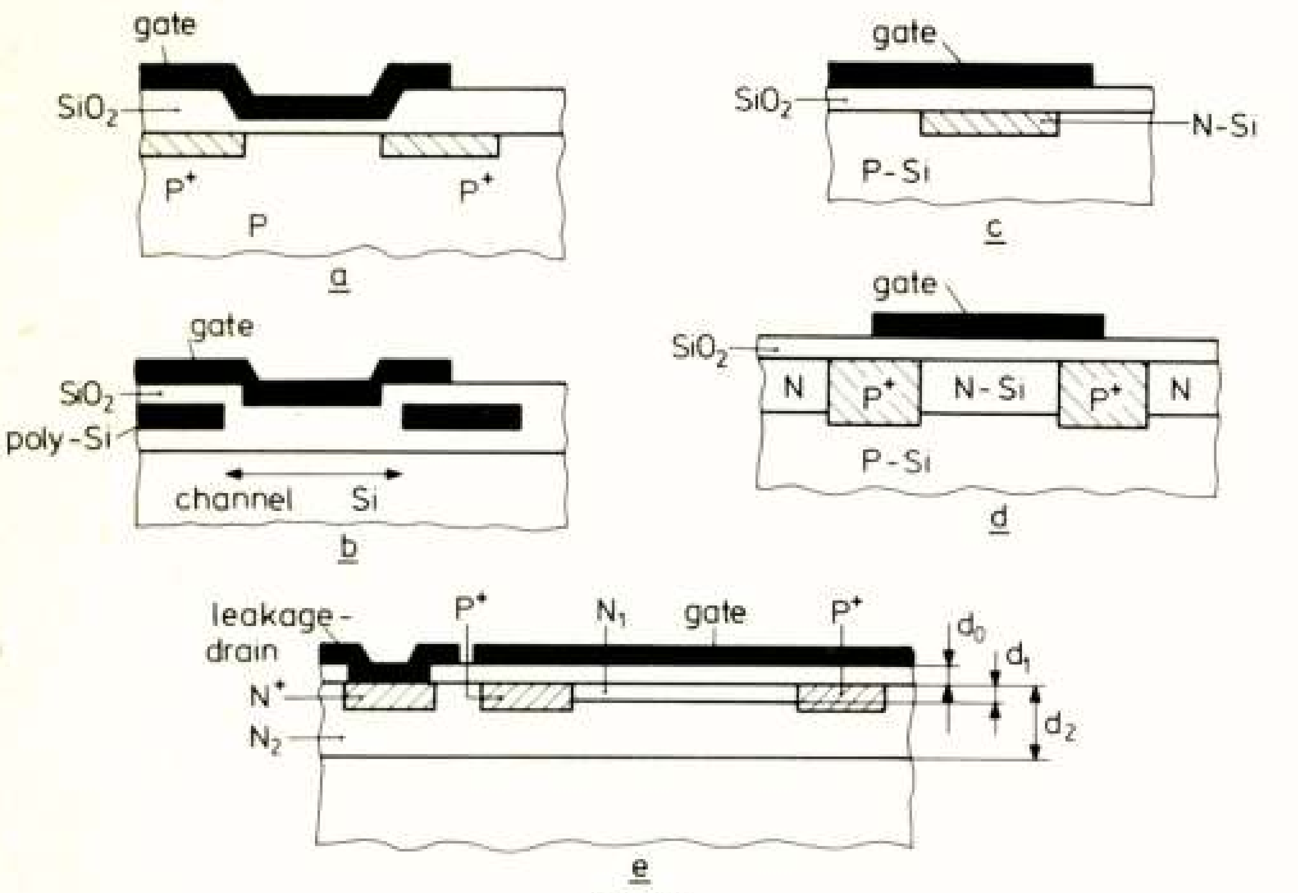


Fig. 20.
Channel. a) Thick oxide, in case combined with P^+ diffusions for SCCDs only. b) MOS field effect. c) Implanted n-channel. d) P^+ diffusion through an implanted or epitaxial N-layer. e) Junction field effect channel isolation, by means of shallow P^+ areas, in case combined with LOCOS.

Fig. 20c, d and e present some methods for bulk CCDs. Channel definition can be obtained by masking during implantation (fig. 20c). If one starts with epitaxial layers or implanted layers (N-type) P^+ channel isolation diffusions, which contact the substrate, may be used (fig. 20d). Figure 20e shows a field effect channel isolation, as used with the P^2CCD (Esser 1974, Theunissen and Esser 1974). It is a shallow P^+ diffusion, which is contacted for the definition of its potential. A contact with the area outside the channel is advantageous. By biasing this contact positive, the leakage current from this area is drained and is prevented from penetrating into the channel area.

Leakage currents

As shown in chapter 6 the control of dark currents and in particular current spikes is of great importance for CCD memories and imagers.

Dark current non-uniformities have in many cases been related to crystalline defects in the silicon (Tanikawa et al. 1976, Claeys et al. 1977, Laes et al. 1980). These defects can be reduced to a very low density by applying appropriate gettering techniques and /or HCl-oxidation (Claeys et al. 1976). Other dark currents anomalies may be due to photolithographic defects leading to local field enhancement or to charge injection by the formation of spurious P-N junctions (Theunissen and Gruyntjes 1980). Also metal contamination occurring during device processing results in high leakage currents (Busta and Waggener 1977, Theunissen and Gruyntjes 1981).

Advanced MOS processing described above has strongly reduced the leakage current due to these process induced defects and has strongly increased the minority carrier life time (Van der Spiegel and Declerck, 1978, 1981). Now a more fundamental physical phenomenon becomes important, viz. diffusion of minority carriers from the bulk. This dark current component increases more strongly

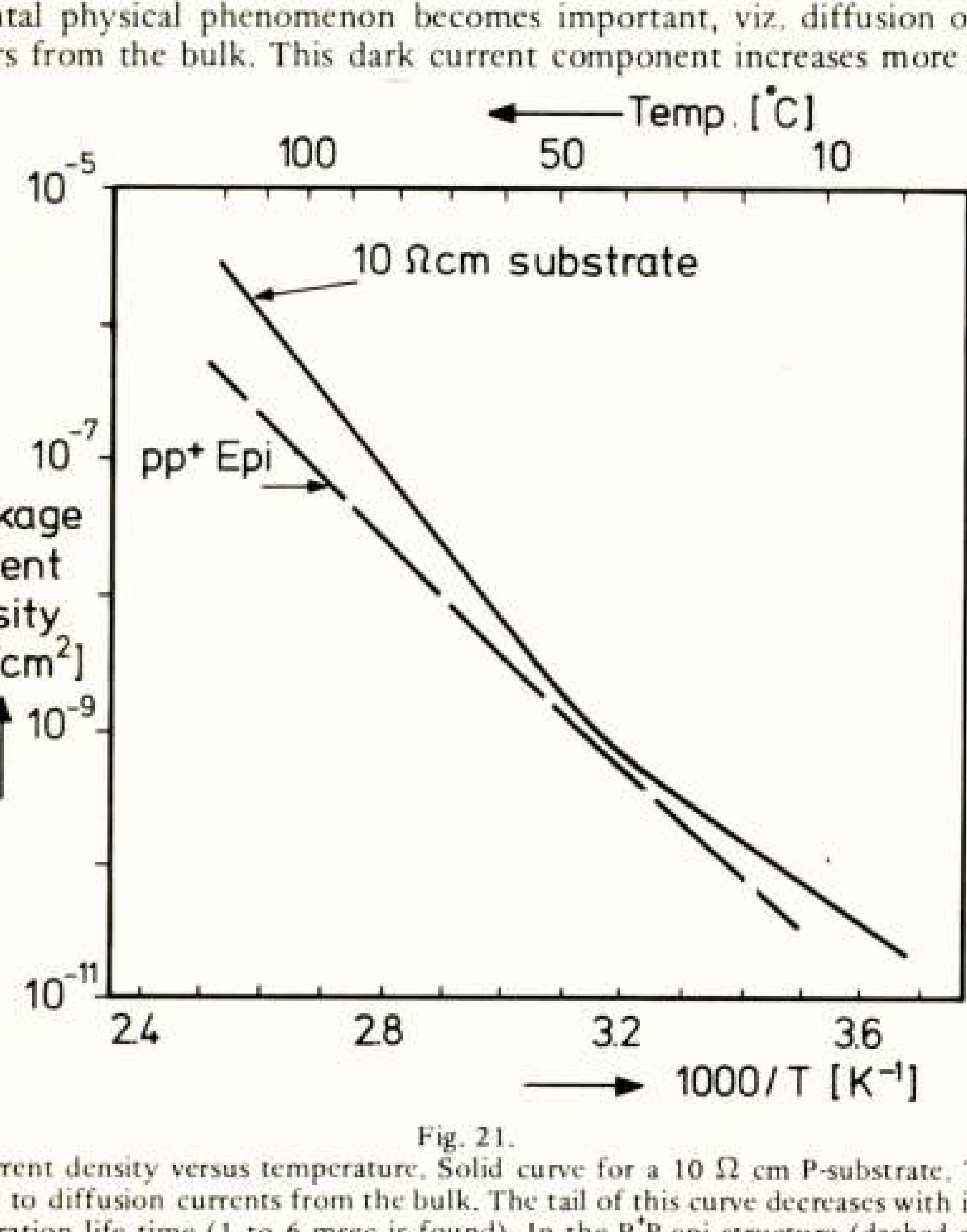


Fig. 21.
Leakage current density versus temperature. Solid curve for a 10 Ω cm P-substrate. The steep slope is due to diffusion currents from the bulk. The tail of this curve decreases with increasing carrier generation life time (1 to 6 msec is found). In the P^+P-epi structure (dashed curve) the bulk generated currents are largely reduced due to the recombination of these carriers in the P^+ substrate (Slotboom et al. 1981).

with temperature then the component generated in the depleted volume (lower part of the upper curve of fig. 21) and limits the holding time of present high density dynamic memories. Investigation of leakage current in experimental high density CCD memory structures (Slotboom et al. 1981) show that particularly carriers generated at the back side of the chip degrade the storage time of CCD structures. The use of P-type epitaxial layers on top of a P^+ substrate instead of the conventional lowly doped P-substrates suppresses strongly this leakage component.

Gallium arsenide and other semiconductors

There is a growing interest for GaAs devices due to its higher speed performance by its roughly five times better electron mobility compared to Si. Although Si CCDs can easily obtain transfer rates of 720 MHz, GaAs CCDs are attractive as they can be combined with ultra high speed GaAs circuitry on one chip.

CCDs on GaAs and other semiconductors have been proposed by Schuermeyer et al. (1972). As stable MIS structures do not yet exist for GaAs the double-junction CCD (DJCCD) and the Schottky-barrier CCD have been suggested. These structures have interelectrode gaps which give rise to limited transfer efficiencies of 0.999 (Kellner et al. 1977, Deyhimy et al. 1978). Furthermore traps at the interfaces of the N-type GaAs bulk layer with SiO_2 and semi-insulating GaAs may contribute to the transfer inefficiency (Ablaszmeier et al. 1979). 500 MHz clock rates have been reported by Deyhimy et al. 1979.

An advantage of the high electron mobility of GaAs is that for GaAs CCDs the same speed performance can be obtained as for Si CCDs at a lower clock voltage swing. However the charge handling capacity – and probably the transfer efficiency – is then also lowered and it depends on the application whether the required dynamic range can be obtained. CCDs on semiconductors such as InSn (Thom et al. 1975), GaInSb (Barrowcliff et al. 1978) and HgCdTe (Chapman et al. 1978) are of interest for infrared imaging by their small band gaps. The cut off wavelength for $Ga_{1-x}In_xSb$ and $Hg_{1-x}Cd_xTe$ can be controlled by x.

9. INPUT AND OUTPUT STRUCTURES

Figure 22 shows only two examples of input structures. By the first method an input voltage is converted into an equivalent amount of charge. It is the sample and hold principle. The first potential well is filled to the input voltage if a positive potential is applied to the first gate. To assure a good conducting channel the positive voltage level of the sampling gate equals or exceeds the highest potential of the clock generator. When the first gate is switched over to the negative clock level, the sampling takes place.

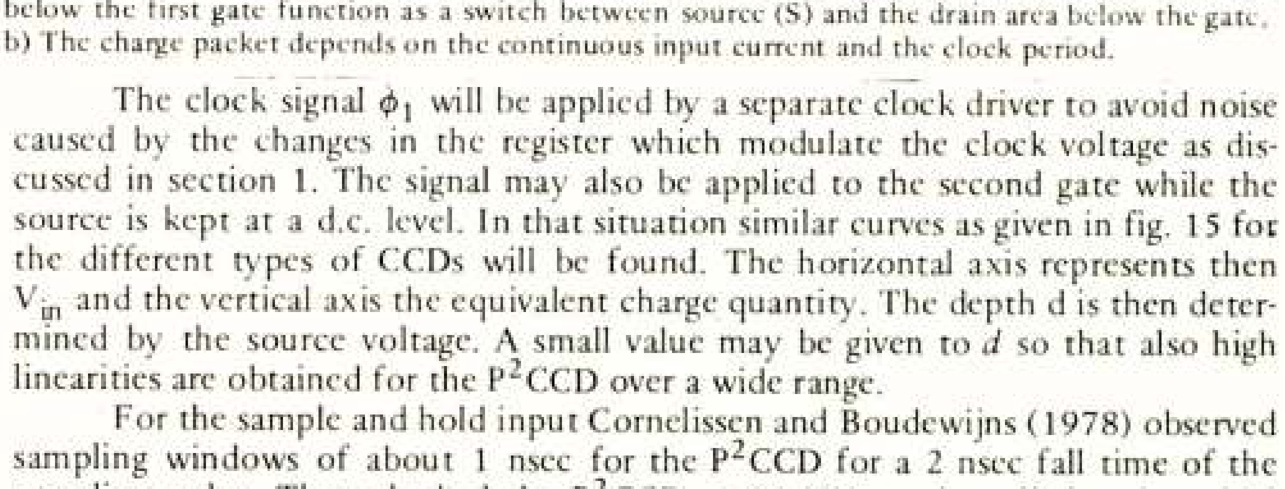


Fig. 22.
Some electrical input structures. a) Conversion of a voltage into a charge packet. The area below the first gate function as a switch between source (S) and the drain area below the gate. b) The charge packet depends on the continuous input current and the clock period.

The clock signal ϕ_1 will be applied by a separate clock driver to avoid noise caused by the changes in the register which modulate the clock voltage as discussed in section 1. The signal may also be applied to the second gate while the source is kept at a d.c. level. In that situation similar curves as given in fig. 15 for the different types of CCDs will be found. The horizontal axis represents then V_{in} and the vertical axis the equivalent charge quantity. The depth d is then determined by the source voltage. A small value may be given to d so that also high linearities are obtained for the P^2CCD over a wide range.

For the sample and hold input Cornelissen and Boudewijns (1978) observed sampling windows of about 1 nsec for the P^2CCD for a 2 nsec fall time of the sampling pulse. They clocked the P^2CCD at 25 MHz and applied a sinusoidal signal at the input. The output contained a low pass filter. The output amplitude was measured as function of the input frequency. The measured envelope represents the "aliasing" effect and is the amplitude of the Fourier transform of the window function. From this amplitude spectrum (fig. 23a) it was found that the window opening was smaller than 1 nsec. The P^2CCD had 7.5 µm gates.

Another input method is obtained by using a continuous current input with feedback linearisation which is shown in fig. 22b (Boudewijns and Cornelissen 1975). This circuit gives a linear behaviour and at the same time functions as an anti-aliasing input filter with a characteristic as shown in fig. 23b. This is due to the fact that each charge packet is the result of an input current integration over a full clock period.

This input principle fully suppresses spurious clock signals in the input signal, and also gives an attenuation of input frequencies above the Nyquist rate (anti-aliasing).

The second electrode can be held at a constant voltage to avoid excessive crosstalk of clock signals to the input. Fig. 24 shows two examples of a non-destructive output, viz. the floating gate output. The output may be part of a CCD register. The charge to be sensed is brought under the floating gate after this gate has been reset by the left transistor. This charge produces electrostatically a potential change at the floating gate and this is detected by the right hand transistor. If the gate is reset with the charge underneath then an opposite potential change is found when the charge is transferred. This can be utilized for positive

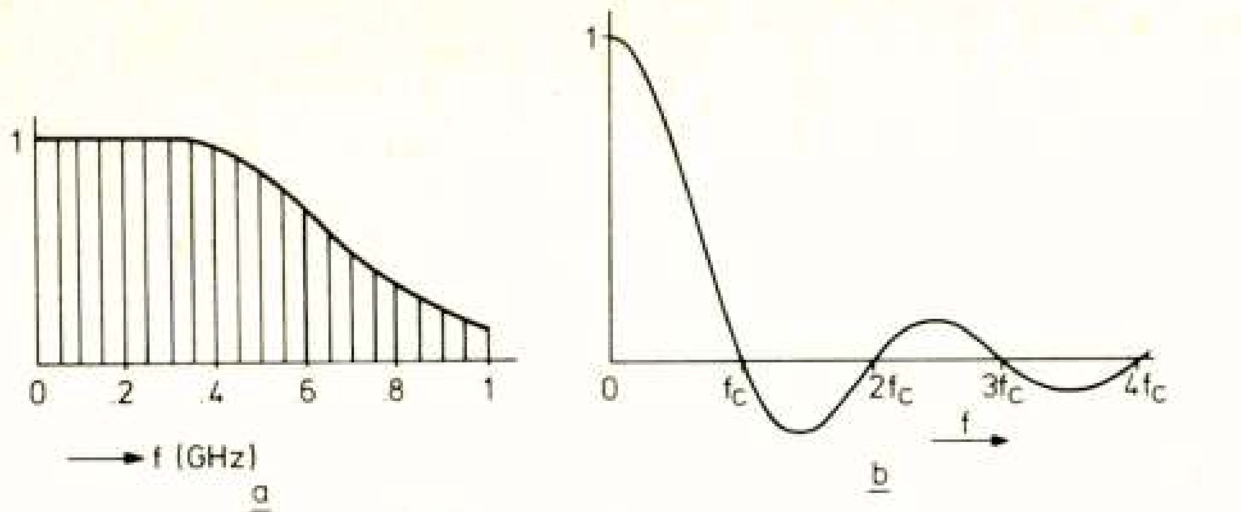


Fig. 23.
a) Amplitude frequency spectrum for the input structure of fig. 22a for a 2 nsec fall time of the sampling pulse. b) Idem for the structure of fig. 22b. The characteristic is clock frequency dependent. The zero crossings guarantee full suppression of all clock harmonics.

and negative tap weights for transversal filters. The voltage change may be quite large if the substrate capacitance is small. This circuit transforms a charge packet into a voltage. The second circuit makes a copy of the charge quantity which may be summed in a simple way together with other packets. The summation may be done after weighing for transversal filters. E.g. by splitting up each of the sensing electrodes into two sections and taking the difference of the respective two outputs. This split-electrode filter has been introduced by Sangster (1970c, 1971). There is no voltage change on the gate now and this may give a more linear copy provided that the charge dependent substrate capacitance is smaller than the gate capacitance.

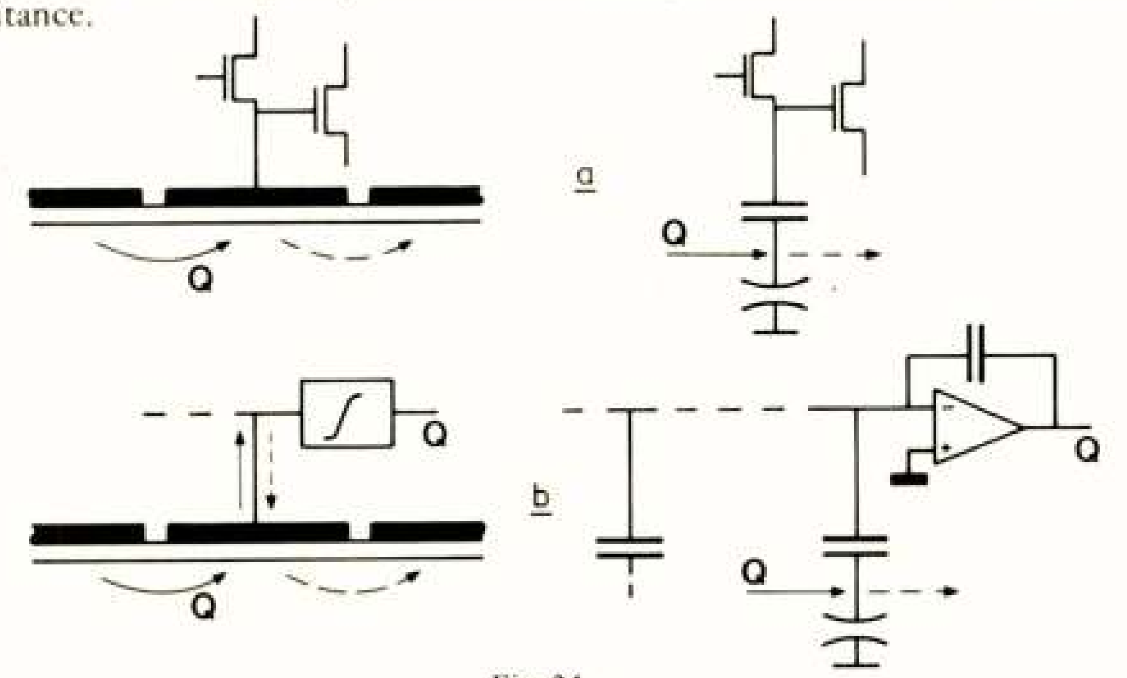


Fig. 24.
Non-destructive outputs and equivalent circuits. a) Charge to voltage conversion. b) Charge to charge copy with a simple summing circuit.

Two destructive outputs are shown in fig. 25. The first one, known as current output or resistive output, is the simplest one. This output is extremely well suited for wide band signal detection. If the parasitic output capacitance limits the overall bandwidth, it is possible to correct it in the output amplifier, as is usual in output amplifiers for vidicons.

To limit the output capacitance it is recommendable to implement a source follower on the chip. The output signal is proportional to the output current of the CCD, which makes this method very suitable to be combined with the current-input method of fig. 22b.

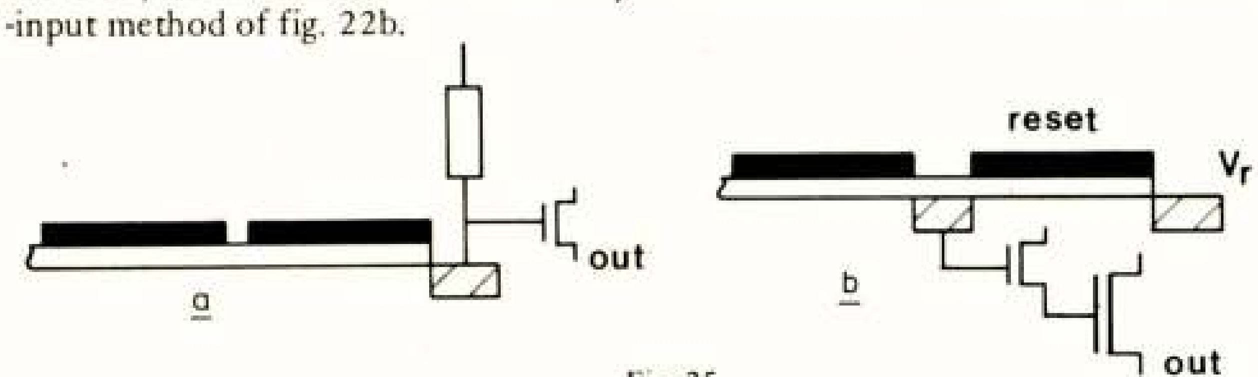


Fig. 25.
Destructive outputs. a) Resistive output with source follower for wide band detection.
b) Floating diffusion output with double source follower for high sensitivity.

The second circuit of fig. 25 is a sense-reset output or floating diffusion amplifier (Kosonocky 1971). It has been introduced by Sangster (1970). The floating diffusion is reset every clock period to a reference voltage V_R. This can be done by the source of a succeeding CCD (Bucket Brigade mode) or a transistor. After resetting when the reset transistor is switched off, a following charge packet arrives at the floating drain. This charge gives a proportional voltage change, which is sensed by the MOS transistors. It is a charge sensing circuit. The self-aligned diffusion gives a low parasitic capacitance. This together with a small sized first source follower yields a high sensitivity viz. 3 μV per electron may be obtained. The highest signal to noise ratio is obtained when the capacitance between the gate and its channel of the first transistor equals the remaining parasitic capacitance. The size of the second amplifier depends on the final load to be driven and the capacitive load, in relation to the required bandwidth, allowed for the first source follower.

As the second source follower or inverter is considerable larger than the first amplifier, the noise signal is fully determined by the first transistor.

10. APPLICATIONS

It has been shown that CCDs can perform in an analog way the following basic functions:

1. Charge storage
2. Charge transfer
3. Charge generation, electrically and optically
4. Charge sensing.

Proper combinations of these functions give a large field of applications (Sangster and Teer 1969, Teer and Sangster 1969, Sangster 1971).

Some of these applications are:

1. Time-delay and time-axis conversion: TV-standard conversion, dynamic time error correction in video recording systems.
2. Image sensors: line sensor for facsimile, slide and film scanning, area sensor for all solid state TV-camera.
3. Memories: computer, TV-line and TV-frame memories.
4. Filters: with fixed and electronically programmable response, e.g. for correlation techniques such as in radar (matched filters, pulse compression), bandpass filters, adaptive equalization, chirp z transform, spectral analysis, etc.

Variable delay

Fig. 26 shows a block diagram of a circuit for time error correction in video recording. It employs a CCD as variable delay line.

In video cassette recorders (VCR), video long play records (VLP) and professional tape recording the video information may be stored as a TV standard signal. Elongation of the tape or excentricity of the hole in the record and other mechanical inaccuracies are the reasons that the recorded TV lines appear asynchronously at the recorder or player output. This may result in a ragged picture with colour fringing. In order to correct the time error ($\Delta\tau_i$) in the signal, one uses a line sync pulse as a reference signal, which is obtained by a fly-wheel circuit or delivered by the studio. The time error between the sync pulse of the recorded signal and the reference sync pulse is measured ($\Delta\tau_i$) line by line and transformed into a voltage $\Delta_{1,2}$ which controls the clock frequency such that

$$\tau = \tau_i + \Delta\tau_i \tag{10.1}$$

where τ_i is the CCD delay time.

Every TV line signal gets the same delay τ compared to the "original" signal. Thus a time-error-corrected signal (synchronous signal) at the output of the CCD line is obtained. This method is adequate if the variation of $\Delta\tau_i$ is small during one line.

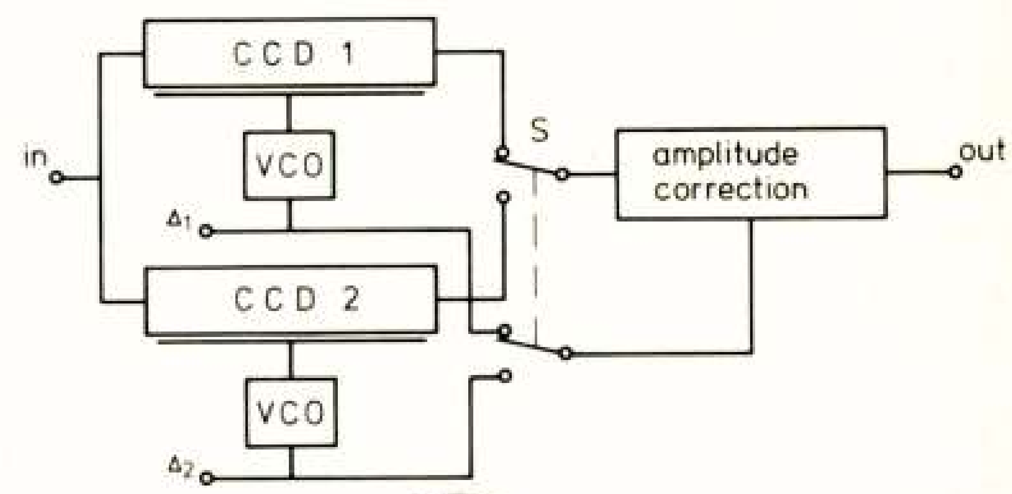


Fig. 26.
Block diagram for time error correction of video signals. The delay time of the CCDs are controlled by the clock frequency. The delay is set to such value that added to the time error gives a constant value.

When a new TV line appears at the input of the circuit of fig. 26, the preceeding line is not yet completely read out from e.g. CCD_1 and thus Δ_1 is kept constant for the time of two TV lines. As the new TV line requires another time correction it is read into CCD_2 which has the required delay time determined by Δ_2. When the preceeding line is completely read out from CCD_1, S is switched over to CCD_2, etc.

The input circuit of fig. 22b has been applied to the CCDs 1 and 2, owing to its high linearity. However the input characteristic is clock frequency dependent as seen from fig. 22b. This property requires an amplitude correction which compensates for the clock frequency dependence of the input.

Professional qualities have been obtained with an experimental time error correction circuit provided with P^2CCD registers, viz. a differential gain of smaller than 1%, a differential phase of smaller than 3° and a signal to noise ratio of better than 65 dB (Van Kempen and Van Der Heyden 1975). Where the noise has been measured with a bolometer from 10 kHz up to 5.5 MHz. In spite of reduction of the channel width by 2.5 the signal to noise ratio increased to 75 dB by implementing a part of the input and output circuitry on the chip (Boudewijns 1979).

Analog first-in last-out shift register

When a signal is sampled and read into a CCD a first-in last-out shift register is obtained by reversing the CCD transfer direction. The samples leave the input stage in an opposite sequence. Two possible applications of such a register using a P^2CCD have been investigated (Snijder and Geus 1976).

1. A television mirror
   During the first half of each TV line the signal is read into a P^2CCD and displayed on a monitor simultaneously. During the second half of the same TV line the monitor is switched to the time inverted signal from the CCD. Mirroring in the middle of the screen along the vertical axis is obtained which may be utilized for creating special effects.
2. The measurement of the distribution of the transfer inefficiency.
   A high frequency sine wave is read into the CCD under test. After reversing the transfer direction all samples coming out are influenced differently by the transfer inefficiency because the samples are travelling different distances through the device. Therefore the distribution of the transfer inefficiency can be deduced from the amplitude response of the read out signal. E.g. a bad transfer at a single spot gives a step into the envelope of the read out signal, while a homogeneously distributed transfer inefficiency results into a sloping envelope. A bad transfer at a single spot turned out to be most commonly caused by an interrupted electrode f inger.

TV line stores

Gooding et al. (1981) have published very interesting results on the development of CCD analog TV line stores. Spatial noise levels of − 60 dB for

64 μsec at 70°C for a 850-stage device with a bandwidth of 5.5 MHz at 13.3 MHz clock frequency are reported.

PAL decoder

Christansen and Kohlbacher (1981) designed and tested a CCD PAL decoder. All the chroma functions in a TV receiver between the chroma filter and the RGB output drivers have been realized in the charge domain. This clever solution includes synchronous demodulation, delay and matrixing.

Digital storage oscilloscopy

Solid state digital memories combined with analog to digital convertors (ADCs) may replace the expensive memory tubes for storage oscilloscopes. A sample rate of 50 MHz for an 8 bits accuracy leads to a data rate of 400 Mbits per second. This would require very expensive ADCs as well as very expensive memories. However application of high speed CCDs as analog buffers makes it possible to apply cheap at low data rates operating ADCs (Dollekamp et al. 1982) and memories.

Fig. 27 shows a simplified block diagram of the circuit. At high data rates (f_{cl}) the input signal is read into the P^2CCD. When the trigger pulse appears (not drawn) the clock generator switches over to a low rate and the stored analog signal (256 samples) is converted by the LF-ADC and the digitized signal is stored in the memory and may be displayed. At low data rates the signal is fed directly into the ADC.

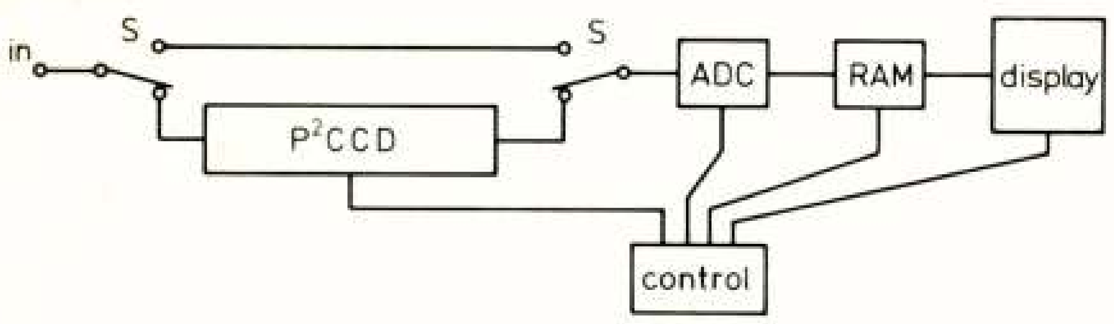


Fig. 27.
Simplified block scheme of a digital storage scope, whose maximum sample rate is increased by several orders of manitude by applying a high speed CCD. This CCD buffers the information so that after triggering, depending on the trigger delay set, information from the "past" may become visible.

Image sensors

The CCD has introduced a revolutionary possibility of designing self--scanned solid-state image sensors (Teer and Sangster 1069, Tompsett et al. 1971, Weimer 1971, Amelio 1973, van Santen 1977).

Line sensors are most commonly built up by an array of photosensing elements and two CCD registers on both sides of the sensors, so that two sensors per CCD state are available (Heyns 1971, Sealer et al. 1974). They may be used for facsimile, film and slide scanning (Herrmann and Wolber 1979).

There are four types of area sensors viz. the line transfer imager (Teer and Sangster 1969), the frame transfer imager (Tompsett et al 1971) the interline transfer imager (Amelio 1973), the resistive gate imager (van Santen 1977).

The line transfer imager consists out of a set of horizontal CCD registers with e.g. transparent gates. Thus the CCD line is light sensitive. The optical information is directly applied to the horizontal CCD lines. The detected image is read out line by line at video clock rate into a vertical output register and transferred at the same clock rate to the output stage. This has the advantage that smearing effects are negligible due to the relatively short line-transfer time compared to the picture duration. Interlacing can be performed by reading all the odd and all the even numbered field lines in succession.

The frame transfer imager consists out of a set of vertical shift registers. The upper half of the device is made light sensitive, similar to the line transfer imager. Whereas the lower half is shielded from light and functions as storage area.

The optical image is integrated directly in the upper vertical shift registers. After integration during one field time the detected image is transferred down to the storage area, which is shielded from light. This is done at a relatively high speed, during the vertical blanking time, to prevent the detected image from smearing. After that the horizontal lines are shifted one by one into the horizontal output register and read out at video clock rate.

Vertical interlacing (Séquin 1973) can be obtained by shifting the potential wells half the pitch length of a stage from one field to the other.

The frame transfer system and the line transfer system are the only ones which can be used for backside illumination.

The interline transfer imager consists out of vertical CCD registers which are shielded from light. Separate photosensors are situated between the registers. One sensor column belongs to one CCD register. The integrated picture is transferred from the photosensors into the vertical registers and shifted downwards and transferred row by row into a horizontal read out register. For purposes of interlacing there are two photosensing elements per stage. Assume that the shift registers have 2-phase clock lines. When the clocks of the parallel registers are stopped in phase 1 and the shared gates of the sensors are opened, then only the photo elements numbered 1 are discharged into their corresponding phase-1 bucket of the shift register. At the same time the charges of the photo elements numbered 2 are prevented from entering the phase-2 bucket. Now the first field charges are shifted down the CCD lines and transferred into the output register one horizontal line at a time. The horizontal line is then transferred to the output stage at normal video clock rate. After that the next horizontal line is shifted in. When the first field has been read out the vertical registers are stopped in phase 2 and the charges of the field-2 photo elements are shifted into their corresponding phase-2 bucket of the shift register and shifted out in the same way as the previous field 1. Interlaced pictures are thus obtained.

The resistive gate imager is shown in fig. 28 as a 4x4 element structure. Signal charge is transported from the photosensitive matrix to the video output by resistive gate controlled twin-layer channels. (This twin-layer is also used for the P^2CCD.) An appropriate voltage across these electrodes will cause an electric drift field along the depleted channels, so that the electrons injected into the channels will be transported downwards. The horizontal integrator electrodes are

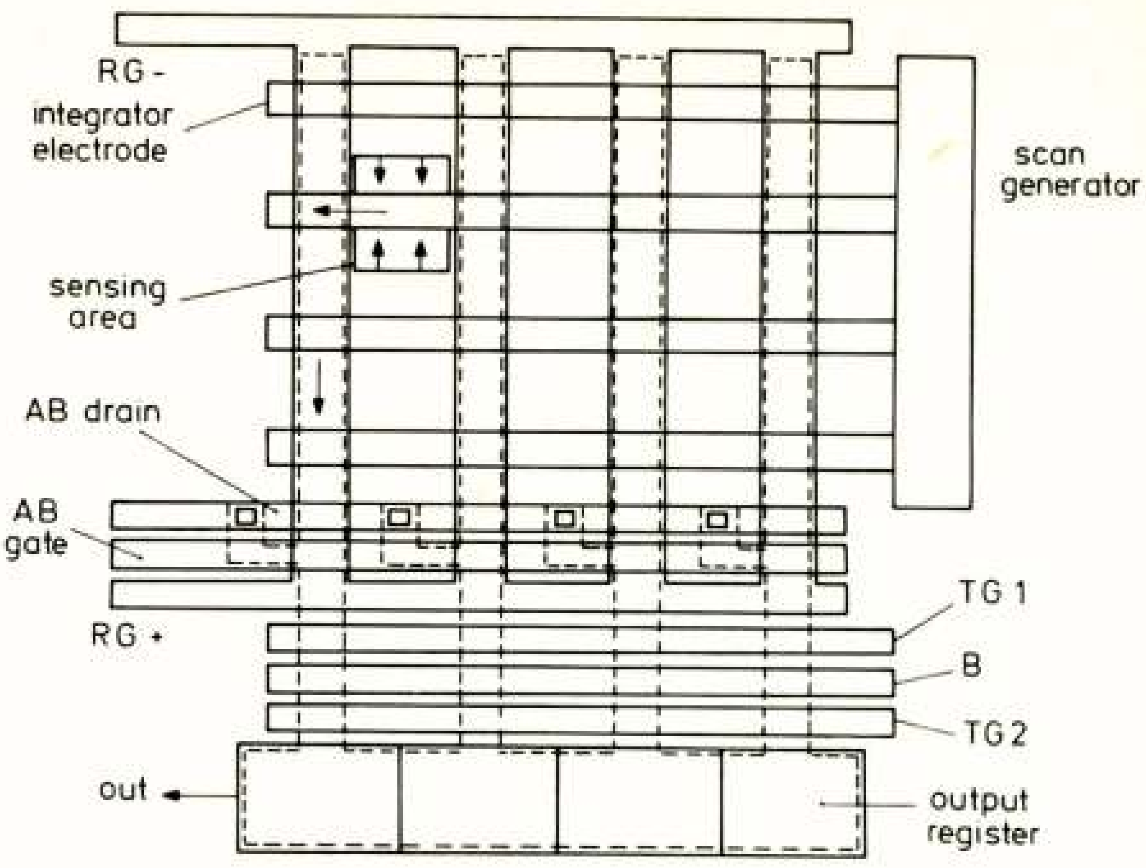


Fig. 28.
Scheme of the resistive gate sensor. The AB gate and drain perform the antiblooming function.

positively biased so that potential wells are present between the channels. The regions between the integrator electrodes are used as sensing elements. The charge carriers generated by incident light, are collected in the adjacent potential wells. During read out, the integrator electrodes are sequentially selected by a vertical scan generator. The charge packets under a selected line are transferred simultaneously into the corresponding resistive gate channels and collected in buffer regions, controlled by a common electrode B, transfer gates TG_1 and TG_2 control the charge transfer to and from the buffer regions. After recollection the charge packets are then transferred in the P^2CCD output register which shifts the video information out in a serial way. In accordance with this test circuit an experimental super-8 format 300x200 element resistive gate area sensor has been designed and fabricated (Heyns and van Santen 1978). The effect of optical cross-talk in the RGS has been studied by Hazendonk and Klinkhamer (1979).

Memories

The generally used structure is the Series-Parallel-Series (SPS) system. It may be repeated on one chip to obtain a large memory. As example densities of 2 Mbit per cm^2 are reported for the experimental devices of Slotboom et al. (1981). The information (digital or analog) is read into a series register. When all the N stages contain their information the register shifts out all the samples in parallel into a set of N parallel registers. The charge packets in the parallel registers shift one stage when the series register is filled up again. Thus the parallel registers operate at an N times lower clock frequency. When the packet has passed the M stages of its parallel register it is transferred into a series register again and shifted to the output at a higher clock rate again. So the device stores MxN packets whereas the number of transfers is limited to (M+N) stages. This is obviously of great importance to obtain a large number of stages per device with a limited deterioration by the transfer inefficiency. Furthermore high packing densities can be obtained.

Filters

CCD filters perform the sampled data convolution or correlation between the input signal and the filter pulse response (Buss et al. 1974). A simple structure that performs this function for a fixed pulse response is given by Sangster (1970c, 1971) and is known as the split electrode filter. E.g. each phase 1 gate is split up into two parts. The charges are consequently proportionally divided into two parts. When the charges arrive they induce displacement currents with the same ratio as that of the areas of the split electrode. All these displacement currents can be summed in two integrators, corresponding to both electrode splits. The difference of the two results is taken as final filter response. Thus a split in the middle of the gate means a zero weighting coefficient, above the middle e.g. a positive weighting proportional with its distance to the middle of the gate and a split below the middle of the gate a negative weighting factor.

Electronically variable tap weights for transversal filters have been proposed i.a. by Buss (1972) and White et al. (1973). They convert the charge to a voltage. A method proposed by Esser (1972) is shown in fig. 29. The charge Q_{m-i} is directly processed what may give a better linearity and a very low dissipation. The weighting circuit consisting out of two equal transistors performs the following operation

$$\Delta Q_i \simeq Q_{m-i} x_i / (V - V_p) \qquad (10.2)$$

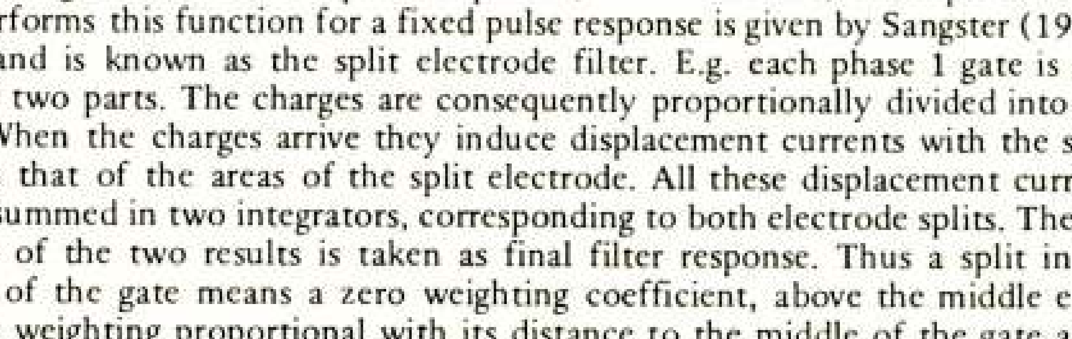


Fig. 29.
Electrically variable weighting circuit. The induced charge copy is split up by two electrical adjustable conductors. The difference from the summed outputs of the tap weights is taken by the output circuit.

where V is the bias voltage of the gates of the circuit, V_p the threshold voltage and x_i the off-set voltages of the transistors. So the charge Q is directly multiplied by the weighting coefficient

$$h_i = x_i / (V - V_p) \qquad (10.3)$$

which may be varied by x_i. For $|x_i| > (V - V_p)$ yields $|b_i| = 1$.
Non-linearities may occur for large Q values and larger values for $x_i/(V - V_p)$. The filter designed with a P^2CCD has been operating up to 25 MHz clock rate and this clock rate was limited by the charge differences integration output circuit (Vermey et al. 1979).

In many applications one prefers a filter with very accurate and fixed tap weights. This may set a too strong demand on the technology. However as suggested by Esser and Heldens (1977) one may use the circuit of fig. 29 and set the fixed weighting by giving the two transistors now a different size and equal gate voltages. The weighting factor may now be trimmed by applying a small offset voltage to the gates. Now a very high linearity as well as accuracy are obtained. Some other solutions for CCD transversal filters with electronically variable taps have been published by Wallinga and Pelgrom (1980), Wallinga and Hylkema (1979) and Wallinga (1980), which deserve special notice. An interesting solution is given by Bhattacharyya et al. (1981) who uses a new type of varicap to set the tap weight. Feldmann and Henaff (1981) have published a very interesting paper on a CCD recursive filter. They employ a charge routing circuit in a ladder structure. The ladder structure is non destructively tapped by a split electrode array. For a low pass filter they find a good agreement between calculated and measured results in the passband up to − 30 dB, but a considerable discrepancy in the stopband, As they claim that this filter characteristic is more sensitive to the transversal tap-weights than the coefficients in the charge routing circuit they could probably improve their filter response by applying the trimming weighting factors (fig. 29) discussed before.

Rather impressive are the results published by Klar et al. and Schreiber et al., who employ passive CCD resonators. They claim that for narrow band pass filters precisely defined centre frequencies with a relative accuracy of 10^{-4} can be realized, what is one order of magnitude better than in known switched capacitor (SC) filters; that the deviation of the 3 dB bandwidth is comparable to low sensitive versions of SC filters; that a stopband rejection of more than 60 dB is easily achievable.

11. SUMMARY

Charge Coupled Devices (CCDs) have been discussed from the point of view of history, types of CCD, transfer structure, input and output structures, operation, intrinsic transfer and storage mechanisms, limitations by intrinsic and extrinsic mechanisms, technological aspects and applications.

It is shown that the transfer and storage process of the different types of CCD can be described by three modes, viz. the surface-, the bulk- and the twin-mode.

A simple insight giving one dimensional potential analysis is introduced. Application to MOS structures with multi-layers and arbitrary dope distribution is possible. By a simple modification it may be applied to junction gate structures. It is particular insight giving in the presented analysis of the charge handling capacity for the different types of CCD.

Practical results on silicon CCDs, supplied with 7.5 μm gates, show that transfer rates in excess of 700 MHz are possible. From theory and for present day technology (4 μm gates) more than one order of magnitude higher transfer rates may be expected. CCDs on GaAs supplied with 5 μm gates have recently shown transfer rates of 4 GHz.

A description is given of the measurement of the time window width of the input of a P^2CCD. The measured result shows an effective time width of less than 1 nsec.

The principle of a measuring set up for the determination of the transfer efficiency has been introduced. Extremely small charge quantities can be measured accurately. Results measured on a P^2CCD have shown that very high transfer efficiencies (0.999999) can be achieved.

Recent results and insights on dark current generation have been introduced.

A novel method of electrically variable tap weights and of electrically trimmable "fixed" tap weights for CCDs has been presented.

A circuit for time error correction in video recording has been introduced. Professional qualities have been obtained by this method.

Reading a CCD in and out at the same point by alternately reversing the transfer direction gives a simple possibility to measure the distribution of the transfer efficiency within a device.

A clever electronic engineer and a single high speed CCD have rendered it possible to increase the sample rate of a relatively slow digital oscilloscope with several orders in magnitude.

Acknowledgment — The author very much would like to thank A. Boudewijns, B. Cornelissen, G. Declerck, H. Dollekamp, H. de Jong, L. Heldens, A. Klinkhamer, J. Slotboom, P. Snijder, G. van Kempen, H. Wallinga and M. Theunissen for useful discussions and L. Heldens also for the design of the measuring set up as well as the measurement of the charge handling capacitance versus clock voltage.

Thanks are also due to Mrs. B. Brinkhaus and Mrs. P. Vandevenne for their support in the typewriting of the manuscript, to P. van de Wiel for his assistance in the preparation of the drawings and A. Heesakkers for the final layout of this paper.

REFERENCES

Ablaszmeier, U., W. Kellner, H. Herbst and H. Kniepkamp, 1979, Operation of GaAs Schottky-barrier CCDs with 5 μm electrodes, First Speciality Conf. on Gigabit Logic for Microwave Systems, Orlando/Florida, p.127.

Amelio, G.F., 1972, Computer modelling of charge-coupled device characteristics, Bell System Technical J., 51, No. 3, 705.

Amelio, G.F., 1973, Physics and applications of charge-coupled devices, 1973, IEEE Intercon Technical Papers, Session I, New York.

Barrowcliff, E.E., L.O. Bubulac, D.T. Cheung, A.M. Andrews, J.D. Blackwell, F. Cox, E.R. Gertner, W.E. Termant, M.J. Ludowise and L.E. Wood, 1978, Planar GaInSb CCDs, CCD Applications Conf., San Diego, Oct. 1978, p. 2/77.

Beynon, J.D.E., R.A. Haken, T.M. Baker, 1974, Charge-coupled structures with self-aligned submicron gaps, CCD74, Int. Conf. on the Technology and Applications of Charge-Coupled Devices, Edinburgh, pp. 92-99.

Berglund, C.N. and R.J. Strain, 1972, Fabrication and performance considerations of charge-transfer dynamic shift registers, The Bell System Technical J., 51, 635.

Bertram, W.J., A.M. Mohsen, F.J. Morris, D.A. Sealer, C.H. Séquin and M.F. Tompsett, 1974, A three-level metallization three-phase CCD, IEEE Trans. on Electron Dev. ED-21, 758.

Bhattacharyya, A.B., L. Shankarnarayan, N. Kapur and H. Wallinga, 1981, Performance of an area variable MOS varicap weighted programmable CCD transversal filter, Electronics Letters, 25 June, 1981, pp. 467-468.

Boudewijns, A.J.J., B.H.J. Cornelissen, 1975, Philips Research Laboratories, unpublished report.

Boudewijns, A.J.J., L.G.M. Heldens, 1978, Philips Research Laboratories, unpublished report.

Boudewijns, A.J.J., 1979, Philips Research Laboratories, private communication.

Boyle, W.S. and G.E. Smith, 1970, Charge-coupled Semiconductor Devices, Bell Syst. Techn. J., 49, 587.

Browne, V.A., K.D. Perkins, 1974, Buried channel CCDs with submicron electrode spacings, CCD74, Intl. Conf. on the Technology and Applications of Charge-Coupled Devices, Edinburgh, pp. 100-105.

Buss, D.D., W.H. Bailey and D.R. Collins, 1972, Matched filtering using tapped bucket-brigate delay lines, Electr. Lett. 8, 106.

Buss, D.D., W.H. Bailey and A.F. Tasch, 1974, Signal processing applications of charge-coupled devices, CCD74 Int. Conference on the Technology and Applications of Charge-Coupled Devices, Edinburgh, p. 179.

Busta, H.H., H.A. Waggener, Precipitation-induced currents and generation--recombination currents in interionally Contaminated silicon p^+n junctions, Jnl. Electrochem. Soc., Vol. 124, no. 9, Sept. 1977, pp. 1424-1429.

Carnes, J.E., and W.F. Kosonocky, 1972, Fast-interface-state losses in charge coupled devices, Appl. Phys. Lett. 20, 261.

Carnes, J.E., W.F. Kosonocky and E.G. Ramberg, 1972, Free charge transfer in charge-coupled devices, IEEE Trans. Electron Devices, ED-19, 798.

Chapman, R.A., M.A. Kinch, S.R. Borrello, A. Simmons and D.D. Buss, 1978, HgCdTe charge-coupled devices, CCD Applications Conf., San Diego, pp. 2-1/2-17.

Chan, C.H. and S.G. Chamberlain, 1974, Numerical methods for the charge transfer analysis of charge-coupled devices, Solid-State Electronics 17, 491.

Christiansen, P. and G.R. Kohlbacher, 1981, CCD for PAL decoder, IEEE Jnl. Solid-State El., Vol. SC-16, no. 3, pp. 136-139.

Clays, C.L., E.E. Laes, G.J. Declerck, R.J. Van Overstraeten, 1977, Elimination of stacking faults for charge-coupled device processing, Semiconductor Silicon 1977, eds. H. Huff & E. Sirtl, The Electrochemical Society, Princeton 1977, pp. 773-784.

Collet, M.G., 1976, The influence of bulk-traps on the charge transfer inefficiency of bulk charge coupled devices, joint issue of IEEE J. Solid-State Circuits and Trans. Electron Devices, Feb. 1976, pp. 156-159.

Collet, M.G. and A.C. Vliegenthart, 1974, Calculations on potential and charge distributions in the peristaltic charge-coupled device, Philips Res. Rep., 29, No. 2, 25.

Collins, D.R., W.C. Rhines, J.B. Barton, S.R. Shortes, R.W. Brodersen and A.F. Tash Jr., 1974, Electrical characteristics of 500 bit $Al\text{-}Al_2O_3\text{-}Al$ CCD shift registers, IEEE Proc., 62, 282.

Cornelissen, B.H.J. and A.J.J. Boudewijns, 1975, Philips Research Laboratories, unpublished report.

Daub, D., G.S. Gruintjes and M.J.J. Theunissen, Philips Elcoma SSP and Philips Research Laboratories, internal communication.

Declerck, G.J., K.M. de Meyer, E.J. Janssens, E.E. Laes, J. van der Spiegel and C.L. Clays, 1976, Evaluation of low dark current charge-coupled devices, Conf. CCD76, The Technology and Applications of CCDs, Edinburgh, Sept. 1976, pp. 23-30.

De Meyer, K.M., 1979, Ph. D. Thesis, Katholieke Universiteit Leuven.

De Meyer, K.M. and G.J. Declerck, 1981, A new method for the two-dimensional calculation of the potential distribution in a buried-channel charge coupled device: Theory and experimental verification, IEEE Trans. Electron. Dev. ED-28, no. 3, 313-322.

Deyhimy, I., J.S. Harris, R.C. Eden, D.D. Edwall and R.J. Anderson, 1978, High speed GaAs CCD, Intl. Electron Device Meeting, Washington, Dec. 1978, pp. 617-619.

Deyhimy, I., W.A. Hill and R.J. Anderson, 1981, Continuously clocked 1 GHz GaAs CCD, IEEE Electron Dev. Lett., Vol. EDL-2, no. 3, pp. 70-72.

Dollekamp, H., L.J.M. Esser and H. De Jong, 1982, Ph. Techn. Rev., to be published. See also Philips S&I, documentation PM 3310.

Engeler, W.E., J.J. Tiemann and R.D. Baertsch, 1970, Surface charge transport in silicon, Appl. Phys. Lett., 17, 469.

Esser, L.J.M., 1972, Philips Research Laboratories, unpublished report.

Esser, L.J.M., 1972, Peristaltic charge coupled device: A new type of charge transfer device, El. Lett., 8, 620-621.

Esser, L.J.M., 1973, The peristaltic charge coupled device, Charge Coupled Device Applications Conf., San Diego, pp. 269-277.

Esser, L.J.M., 1974, The peristaltic charge coupled device for high-speed charge transfer, IEEE Intl. Solid-State Circuits Conf. Philadelphia, pp. 28, 29, 219.

Esser, L.J.M., and L.G.M. Heldens, 1977, Philips Research Laboratories, unpublished report.

Esser, L.J.M., M.G. Collet and J.G. van Santen, 1973, The peristaltic charge coupled device, Intl. Electron Device Meeting, Washington, pp. 17-20.

Esser, L.J.M. and F.L.J. Sangster, 1981, Handbook on Semiconductors, Vol. 4, Vol. Ed. C. Hilsum, Chapter 3B, North-Holland Publishing Company, Amsterdam, pp. 335-424.

Fahrner, W. and A. Goetzberger, 1970, Energy dependence of electrical properties of interface states in $Si\text{-}SiO_2$ interfaces, Appl. Phys. Lett. 17, 16.

Feldmann, M. and J. Henaff, 1981, A new charge routing filter, IEEE Jnl. Solid State circuits, June 1981, Vol. SC-16, no. 3, pp. 120-124.

Gooding, J.N., P.S. Paddan and V.A. Browne, 1981, The development of CCD analog TV line stores, IEEE Jnl. Solid State Circuits, Vol. SC-16, no. 3, pp. 235-237.

Hanneman, H.W. and L.J.M. Esser, 1975, Field and potential distributions in charge transfer devices, Philips Res. Rep., 30, no. 1, pp. 56-72.

Hazendonk, T.J. and A.J. Klinkhamer, 1979, Optical smear in a resistive gate sensor, CCD79, Edinburgh, pp. 82-91.

Herrmann, M. and J. Wölber, The P^2CCD500B linear imager, Electronic Components and Applications, 1, no. 3, 183.
Heyns, H., 1971, New IC concepts for linear optical scanning – A bucket brigade application, IEEE Eurocon 71, Lausanne Switzerland, pp. C3-6 (1,2).
Heyns, H. and J.G. van Santen, 1978, The resistive gate CTD area image sensor, IEEE J. Solid State Circuits, SC-13, 61.
Hobson, G.S., 1978, Charge-Transfer Devices, Edward Arnold (publishers) Ltd., London, p. 83.
Kapoor, V.J., 1981, Charge-coupled devices with submicron gaps, IEEE Electron Dev. Letters, Vol. EDL-2, no. 4, 92-94.
Kellner, E., H. Bierhenke and H. Kniepkamp, 1977, A Schottky-barrier CCD on GaAs, Intl. Electron Device Meeting, Washington, Dec. 1977, p. 559.
Kim, C.K., 1971, Carrier transport in charge-coupled devices, IEEE Intl. Solid State Circuits Conf., Philadelphia, pp. 158-159.
Kim, C.K., J.M. Early and G.F. Amelio, 1972, Buried-channel charge-coupled devices, NEREM, Boston, pp. 161-164.
Klar, H., M. Mauthe, H.-J. Pfleiderer and W. Ulbrich, 1981, Passive CCD resonators, IEEE Jnl. Solid State Circuits, June 1981, SC-16, no. 3, pp. 130-135.
Kleefstra, M. and E.A. Wolsheimer, 1979, Junction charge-coupled devices, Intl. Electron Device Meeting, Washington, Dec. 1977, p. 559.
Kosonocky, W.F. and J.E. Carnes, 1973a, Two-phase charge coupled devices with overlapping polysilicon and aluminium gates, RCA Review 34, no. 1, 164.
Kosonocky, W.F. and J.E. Carnes, 1973b, Polysilicon-Aluminium gate CCD, Charge-Coupled Device Applications Conf., San Diego, pp. 217-227.
Kosonocky, W.F. and J.E. Carnes, 1973c, Design and performance of two-phase charge-coupled devices with overlapping polysilicon and aluminium gates, 1973 Intl. Electron Devices Meeting Technical Digest, Washington, D.C., pp. 123-125.
Laes, E.E., G.J. Declerck, P.J. Schreurs, 1980, Reduction of dark current anomalies in two-dimensional CCD arrays, ECS-meeting, St. Louis, Spring 1980, Abstract 151.
McKenna, J. and N.L. Schrijer, 1973, The Potential in a charge coupled device with no mobile minority carriers and zero plate separation, The Bell System Technical J. 52, no. 5, 669.
Peek, H.L., 1976, Twin layer PCCD performance for different doping levels of the surface layer, IEEE J. Solid-State Circuits and Trans. Electron Devices, Feb. 1976.
Risch, L., 1981, Stability of SCCDs with extremely low interface state density, Solid-State Electronics, Vol. 24, no. 6, pp. 545-550.
Sah, C.T., L. Forbes, L.J. Rosier, A.F. Tash Jr. and A.B. Tole, 1970, Solid-State Electronics, 13, 759.
Saks, N.S., 1981, Charge transfer in a p-surface channel CCD as function bias charge, IEEE Tr. El. Dev., May 1981, Vol. ED-28, no. 5, pp. 559-600.
Sangster, F.L.J., 1970a, Integrated MOS and bipolar analog delay lines using bucket-brigade capacitor storage, IEEE Intl. Solid-State Circuits Conf., Philadelphia, pp. 74, 75, 185.
Sangster, F.L.J., 1970b, The bucket brigade delay line, a shift register for analogue signals, Philips Technical Review, 31, no. 4, p. 97.
Sangster, F.J.L., 1971, MOS integrated bucket-brigade transversal filters, IEEE Eurocon 71, Lausanne Switzerland, Oct. 1971, pp. C3-5 (1,2).
Sangster, F.L.J. and K. Teer, 1969, Bucket-brigade electronics, IEEE J. Solid State Circuits, SC-4, 131.
Schreiber, R., M. Feil, H. Betzl, A. Bardl and K. Traub, 1981, Passive CCD resonator filters, IEEE Jnl. Solid State Circuits, June 1981, Vol. SC-16, no. 3, pp. 125-129.
Schuermeijer, F.L., R.A. Belt, C.R. Young and J.M. Blasingame, 1972, New structures for charge coupled devices, Proc. IEEE 60, 1444.
Sealer, D.A., C.H. Séquin and M.F. Tompsett, 1974, High resolution charge-coupled image sensors, 1974 IEEE Intercon. Technical Papers, Session 2, New York.
Séquin, C.H., 1973, Interlacing in charge-coupled imaging devices, IEEE Trans. on Electron Dev. ED-20, no. 6, 535.
Slotboom, J.W., H.A. Harwig, M.J.M. Pelgrom and M.G. Collet, 1980, Philips Research Laboratories, private communication.
Slotboom, J.W., H.A. Harwig and M.J.M. Pelgrom, 1981, Leakage current in high density CCD memory structures, Intl. Electron Device Meeting, Washington Dec. 1981.
Snijder, P.J. and J.H. Geus, 1976, Philips Research Laboratories and Philips Elcoma, unpublished report.
Stein, H.J., 1971, Radiation effects in semiconductors, eds. Corbett, J.W. and G.D. Watkinds (Gordon and Breach, London), p. 125.
Tanikawa, K., Y. Ito, H. Sei, 1976, Evaluation of dark-current non-uniformity in a charge-coupled device, Appl. Phys. Lett., Vol. 28, no. 5, 1 March 1976, pp. 285-287.
Teer, K, and F.L.J. Sangster, US patent Re. 27951, originally filed Apr. 17, 1969, granted March 26, 1974.
Theunissen, M.J.J. and L.J.M. Esser, 1979, PCCD Technology and performance, CCD74, Intl. Conf. on Techn. and Appl. of CCDs, Edinburgh, pp. 106-111.
Theunissen, M.J.J. and G.S. Gruintjes, 1980, Correlation between leakage current and crystal defects in profiled PCCDs, ESSDERC80, York, Abstract S2.
Theunissen, M.J.J. and G.S. Gruintjes, 1981, Neutron activation analysis in silicon slices, ESSDERC81, Toulouse, Abstract S8-1.
Thom, R.D., R.E. Eck, J.D. Phillips, J.B. Scorso, 1975, InSb CCDs and other MIS devices for infra-red applications, CCD Appl. Conf., San Diego, pp. 31-41.
Tompsett, M.F., 1973, The quantitative effects of interface states on the performance of charge-coupled devices, IEEE Trans. on Elec. Dev. ED-20, 45.
Tompsett, M.F., G.F. Amelio, W.J. Bertram Jr., R.R. Buckley, W.J. McNamara, J.C. Mikkelsen Jr. and D.A. Sealer, 1971, Charge-coupled imaging devices: Experimental results, IEEE Trans. Electron Devices, ED-18, 992.
Van der Spiegel, J. and G.J. Declerck, 1978, Electrical activity of oxidation induced stacking faults in CCDs, ECS-meeting, Oct. 1978.
Van der Spiegel, J. and G.J. Declerck, 1981, Theoretical and practical investigation of the thermal generation in gate controlled diodes, Solid-State Electronics, Vol. 24, no. 9, pp. 869-877.
Van Kempen, G.A. and J.I. van der Heyden, 1975, Philips ELA, unpublished report.
Van Santen, J.G., 1977, Solid-state image sensors using the charge transfer principle, Proc. Int. Conf. Solid-State Devices, Tokyo, 1976, Jap. J. Appl. Phys. 16, Suppl. 16-1, pp. 365-371.
Vermey, G.F., J.R. De Vries and T. Van Denzel, 1979, Technological University Twente, private communication.
Walden, R.H., R.H. Krambeck, R.J. Strain, J. McKenna, N.L. Schryer and G.E. Smith, 1972, The buried channel charge coupled device, Bell Syst. Techn. J., 51, 1635-1640.
Wallinga, H. and I. Hylkema, 1979, An electrically programmable CCD transversal filter with variable capacitance weight factors, IEEE Jnl. Solid State Circuits, Vol. SC-14, June 1979, pp. 508-542.
Wallinga, H. and M.J.M. Pelgrom, 1980, An electrically programmable split-electrode charge-coupled transversal filter (EPSEF), IEEE Jnl. Solid State Circuits, Vol. SC-15, Oct. 1980, pp. 899-907.
Wallinga, H., 1980, Charge coupled devices for sampled analog signal processing, PhD thesis, Technological University Twente.
Wang, Chi-Sin, 1973, Hughes Research Laboratories, private communication.
Weimer, P.K., 1971, Systems and technologies for solid-stage image sensors, RCA Review, 32, 251.
White, M.H., D.R. Lampe and J.L. Fagan, 1973, CCD MNOS devices for programmable analog signal processing and digital nonvolatile memory, 1973, Int. Electron Devices Meeting, Washington, pp. 130-133.

Voordracht gehouden op 2 september 1981 op THT tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr.298) de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

CHARGE COUPLED DEVICE FILTERS

Dr. H. Wallinga
Vakgroep Vastestof Electronica, afd. Electrotechniek
Technische Hogeschool Twente, Enschede

Charge Coupled Device Filters. Several CCD implementations for sampled analog signal processing are reviewed. Among these are split-electrode transversal filters with fixed impulse response, electronically programmable split-electrode transversal filters, charge domain filters and adaptive CCD filters. The application areas for CCD signal processing systems are mentioned.

INLEIDING

Charge-Coupled Devices (CCD's) werken met ladingspakketjes in plaats van met stromen of spanningen. Dit geeft de CCD's een geheel eigen karakter met specifieke voor- en nadelen ten opzichte van andere halfgeleiderschakelingen.

In de meest elementaire vorm is een CCD een analoge vertragingslijn. Aan de ingang wordt het ingangssignaal bemonsterd en worden ladingspakketjes gecreëerd, waarvan de grootte een maat is voor het ingangssignaal ten tijde van de bemonstering. Vervolgens wordt het ladingspakketje in de vertragingssectie van het CCD doorgeschoven naar een uitgangsdiode. Aan de uitgang kan het ladingspakketje weer omgezet worden in een stroom of spanning.

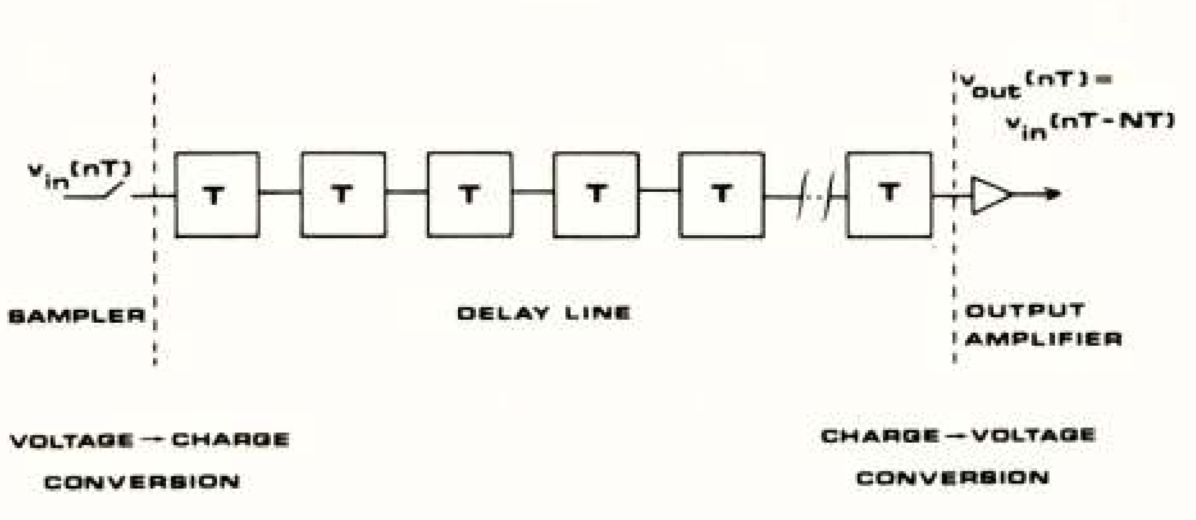


Fig. 1: Blokschema van een CCD vertragingslijn.

De vertragingssectie van het CCD is opgebouwd uit een rij aaneengeschakelde MOS (metaal-oxyde-silicium) condensatoren. De silicium electrode ofwel het substraat is gemeenschappelijk voor alle condensatoren. De informatiedragende ladingspakketjes worden in potentiaalputjes in het silicium, vlak onder het oxyde, getransporteerd. De potentiaalputjes schuiven met het opeenvolgend aansturen van de bovenliggende gate electrodes van de ingang naar de uitgang.

Zoals in het voorgaande artikel (Esser, 1982) is uitgelegd, moeten we onderscheid maken tussen oppervlakte CCD's (SCCD's) enerzijds en CCD's met begraven kanalen (BCCD's, PCCD's of P^2CCD's) anderzijds. In oppervlakte CCD's ligt het gateoxyde op een homogeen gedoteerd substraat en bewegen de ladingspakketjes zich langs het Si-SiO_2 grensvlak. Bij BCCD's (waaronder we hier vanwege de eenvoud ook PCCD's of P^2CCD's zullen verstaan) is aan de bovenkant van het substraat een invers gedoteerde laag met een dikte van één tot enkele micrometers aangebracht. Het transport van de ladingsdragers vindt hier plaats in dit zogenaamde begraven kanaal, dus op enige afstand van het oxyde. Het voordeel van deze constructie is dat het ladingstransport sneller kan plaatsvinden en dat men geen last heeft van oppervlaktetoestanden aan het Si-SiO_2 grensvlak, die een nadelige invloed hebben op de volledigheid van het ladingstransport.

Een voordeel van de oppervlakte CCD constructie daarentegen is dat de ladingspakketjes gemakkelijk capacitief gemeten kunnen worden via de bovenliggende gate electrode. In het volgende zullen voor beide types CCD's geschikte filterconstructies ter sprake komen. In dit verhaal beperk ik me tot CCD's voor signaalbewerkingen. Toepassingen en CCD-schakelingen voor bijvoorbeeld beeldsensor en digitaal geheugen blijven hier verder onbesproken.

De aansturing van de CCD gates gebeurt door middel van drie- of vier-fase klokpulsgeneratoren. Minimaal drie fases zijn nodig om de ladingspakketjes éénduidig in één richting te transporteren. Om technologische redenen wordt vaak de voorkeur aan een vier-fase klokpuls gegeven. Door verschillende oxydediktes of lokale doteringsverschillen in te bouwen, of door de klokpulsen op aangrenzende gate-electrodes van een verschillende dc-offset te voorzien, is het mogelijk asymmetrische potentiaalputten te vormen. We spreken dan van "transfer gates" en "storage gates". De lading kan nu slechts aan één kant vanonder de storage gate, onder de tussenliggende transfer gate naar de volgende storage gate vloeien. De richting van het ladingstransport is nu in het device ingebakken. Het CCD kan nu aangedreven worden met een twee-fase klokpuls of zelfs met een één-fase klokpuls, waarbij de gepulste gates dan afgewisseld worden met gates die op een dc-spanning worden gehouden (zie fig. 2).

Een vertragingselement in een CCD bestaat uit een aantal opeenvolgende gates waaronder slechts één ladingspakketje per klokperiode kan worden getransporteerd. Elk vertragingselement begint met een gate electrode, verbonden met één en dezelfde klokfase, meestal ϕ_1 genaamd, en eindigt met de laatste gate electrode voor de volgende ϕ_1 gate.

De vertraging die een signaal bij het doorlopen van een CCD ondervindt is gelijk aan het aantal vertragingselementen maal de klokpulsperiode T. Meestal is de klokpulsperiode gelijk aan de bemonsteringsperiode. Door middel van de klokpulsfrequentie kan de vertragingstijd worden geregeld. Ook is het mogelijk tijdas conversie te plegen door met een hoge klokpulsfrequentie in te lezen en met een lagere frequentie uit te lezen. Voor de verdere bewerking heeft men dan per signaalmonster veel meer verwerkingstijd beschikbaar, waardoor met goedkopere componenten en vaak ook nauwkeuriger,verdere signaalbewerkingen kunnen worden uitgevoerd. Een voorbeeld van zo'n toepassing is beschreven door Dollenkamp e.a. (Dollenkamp, 1981).

De tijdvertraging is wel de meest essentiële functie van het CCD. Maar ook andere signaalbewerkingsfuncties blijken heel goed en erg compact met CCD structuren gerealiseerd te kunnen worden. Daartoe zijn meerdere uitvoeringsvormen bekend. Ik zal hier de transversale filters met vaste impulsresponsie, de electronisch programmeerbare transversale filters en de transversale en recursieve ladingsdomein filters bespreken.

Bij de CCD vertragingslijn worden de ladingspakketjes aan de uitgangsdiode gemeten door ze om te zetten in een spanning of stroom. Deze wijze van ladingsdetectie is destructief, d.w.z. de door het ladingspakketje gedragen informatie gaat te loor en de geheugenfunctie wordt beëindigd. Het is echter mogelijk om de door het ladingspakketje gedragen informatie op een niet-destructieve manier te meten. Zodra de lading in de potentiaalput onder een gate-electrode stroomt, wordt tegenlading in de gate-electrode geïnfluenceerd. Het meten van deze influentielading op de gate geeft wel de informatie die door het ladingspakketje gedragen wordt en laat tevens het ladingspakketje volledig in tact. De signaalinformatie is dus verderop in het CCD nog steeds en met een grotere vertraging beschikbaar.

Het capacitief meten van de ladingspakketjes via de gate-electrode is gemakkelijker indien die electrode niet wordt gepulst. In het voorgaande hebben we al gezien dat CCD's ook bedreven kunnen worden in een mode waarbij een van de storage gate fases niet wordt gepulst. Deze gates kunnen nu als aftastelectrodes fungeren. In figuur 2 is een dergelijk klokpulsschema en een bijbehorend schematisch potentiaalplaatje gegeven.

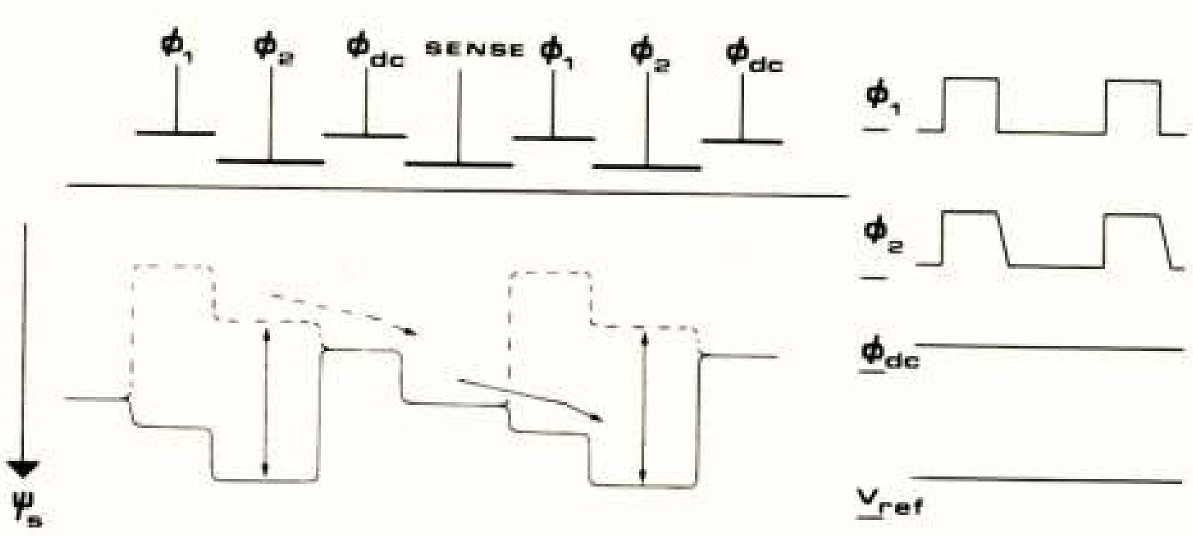


Fig. 2: Schema van een semi één-fase werking van een CCD. ϕ_1 en ϕ_2 zijn in fase; ϕ_2 heeft een offset t.o.v. ϕ_1 en eventueel een slappere achterflank. ϕ_{dc} is een constante spanning op de transfer gate en de aftast electrode (sense) wordt virtueel op een vaste spanning V_{ref} gehouden.

Alvorens de realisatiestructuur van een CCD transversaal filter te bespreken, bekijken we de transversale filterfunctie. Een transversaal filter heeft een eindige impulsresponsie. Voor tijddiscrete

of bemonsterde signalen kunnen we het uitgangssignaal van een transversaal filter schrijven als een convolutiesom:

$$v_{uit}(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k \; v_{in}(nT - kT), \qquad (1)$$

waarbij T de periode van de klokpuls en tevens de bemonsteringsperiode voorstelt, $\{h_k\}$ is de impulsresponsie en N de lengte (het aantal vertragingselementen) van het filter. In het z-domein wordt de overdrachtsfunctie van dit filter gegeven door:

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k \; z^{-k}. \qquad (2)$$

Door $z = e^{j\omega T}$ te kiezen krijgen we de overdrachtsfunctie in het frequentiedomein:

$$H(e^{j\omega T}) = \sum_{k=0}^{N-1} h_k \; e^{-j\omega T}. \qquad (3)$$

De overdrachtsfunctie wordt dus door de keuze van de gewichtsfactoren en door de klokpulsperiode bepaald. Een kenmerk van een transversaal filter is het ontbreken van polen in de overdrachtsfunctie. Het transversale filter is bij uitstek geschikt voor de realisatie van filters met een lineaire fase karakteristiek. In figuur 3 is een blokschema van een transversaal filter gegeven.

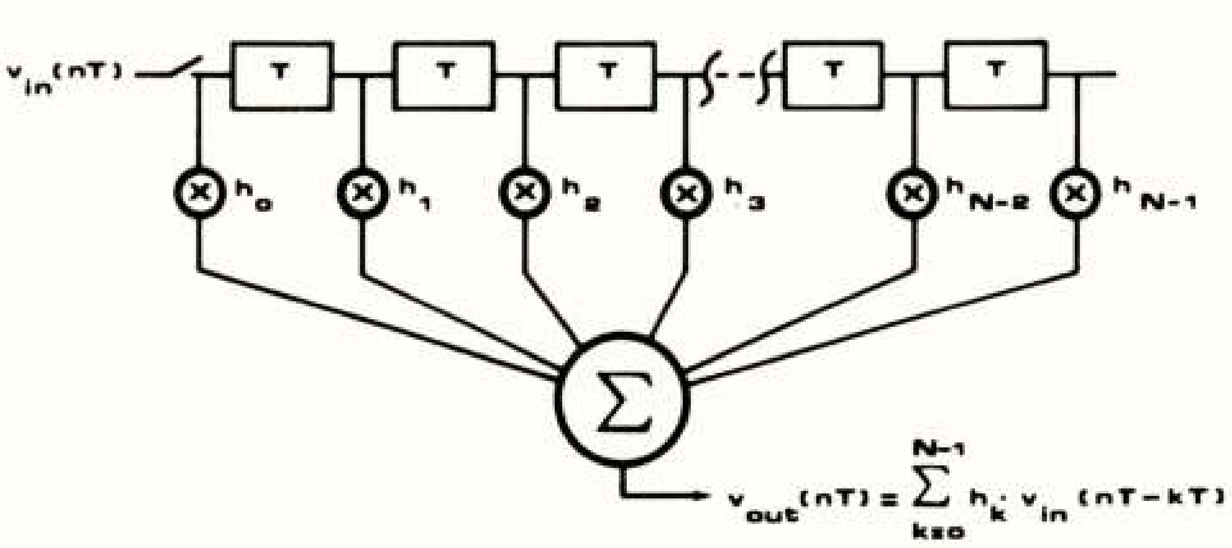


Fig. 3: Blokschema van een transversaal filter.

De signaalbewerkingen die in een transversaal filter moeten worden uitgevoerd zijn: signaalvertraging, vermenigvuldiging van de vertraagde signalen met een gewichtsfactor en tenslotte een optelling van alle aldus vertraagde en gewogen signalen.

Een compacte manier om in CCD structuren een vermenigvuldiging van de signaalwaarde behorende bij een ladingspakketje met een constante gewichtsfactor uit te voeren is middels gesplitste aftast electrodes. Deze methode werd al in 1970 voor emmertjesgeheugens toegepast (Sangster, 1970). De k^{de} aftast electrode met oppervlakte A wordt gesplitst in een linker gedeelte met oppervlakte $A_{k,l}$ en een rechter gedeelte met oppervlakte $A_{k,r}$. Van een onderschuivend ladingspakketje komt een fractie $A_{k,l}/A$ onder de linker electrode en een fractie $A_{k,r}/A$ onder de rechter electrode terecht. We meten de op de gate parten geïnfluenceerde lading, d.w.z. zetten die om in spanningen, en bepalen vervolgens de verschilspanning. Het resultaat is een spanning

$$v_k(nT) = K \frac{A_{k,r} - A_{k,l}}{A} Q_k(nT), \qquad (4)$$

waarbij $Q_k(nT)$ de lading onder de k^{de} aftast electrode voorstelt en K een evenredigheidsconstante. Voor het verkrijgen van een juiste weging moet het relatieve verschil in oppervlak tussen de twee delen van de k^{de} aftast electrode dus gelijk zijn aan de gewichtsfactor h_k.

De influentielading op de delen van de aftast electrodes wordt gemeten met behulp van een ladingsversterker. Voor het verkrijgen van het som signaal kunnen we eenvoudig alle aftast electrodeparten $A_{k,l}$ en alle parten $A_{k,r}$ onderling verbinden. Een en ander is geschematiseerd weergegeven in figuur 4.

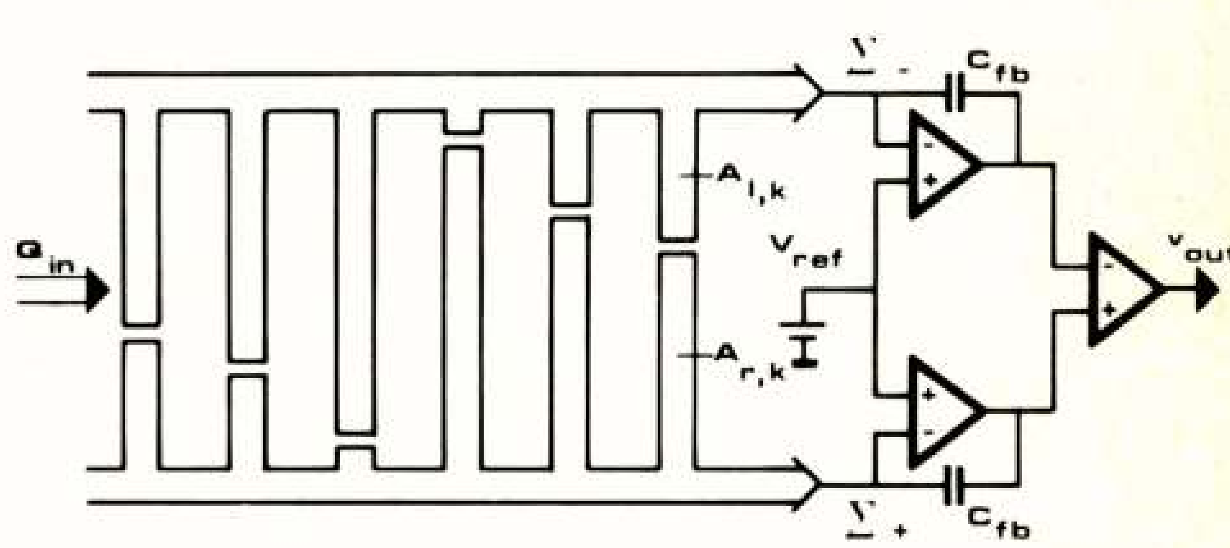


Fig. 4: Schematische weergave van een transversaal CCD filter met gesplitste aftast electrodes.

Het gehele transversale CCD filter bestaat uit slechts een CCD vertragingslijn met gesplitste aftast electrodes, twee ladingsversterkers en een verschilversterker. Moderne MOST technologiën maken het mogelijk ook deze versterkers en de terugkoppel condensatoren op de CCD chip te integreren. Op deze compacte wijze zijn transversale filters tot een lengte van ongeveer 64 vertragingselementen (dit is tevens de orde van het filter) te realiseren. Voorbeelden van in de literatuur beschreven CCD filterfuncties zijn o.a.: laag doorlaat filters, Hilbert transformatie filters, quadratuur filters, chirp-z transformatie filters, enz. Een bijzonder geschikte toepassing is die als zogenaamd matched filter voor het herkennen van codes of

andere specifieke signaalvormen, waarbij de impulsresponsie in feite de tijdinverse van de te detecteren signaalvorm of code is.

Als voorbeeld van een aan de THT gerealiseerd filter laat figuur 5 een chipfoto zien van een 16-tap Hilbert transformatie filter, gecombineerd met een banddoorlaat filter (Morandi, 1976). Dit filter heeft twee uitgangen. Over het frequentiegebied van 0,1 f_c tot 0,4 f_c (f_c is de klokfrequentie) vertonen de beide uitgangen een vlakke amplitude karakteristiek en een onderling faseverschil van 90°. Het banddoorlaat filter dient om het signaal zonder fasedraaiing een evengrote vertraging te geven als het Hilbert getransformeerde signaal.

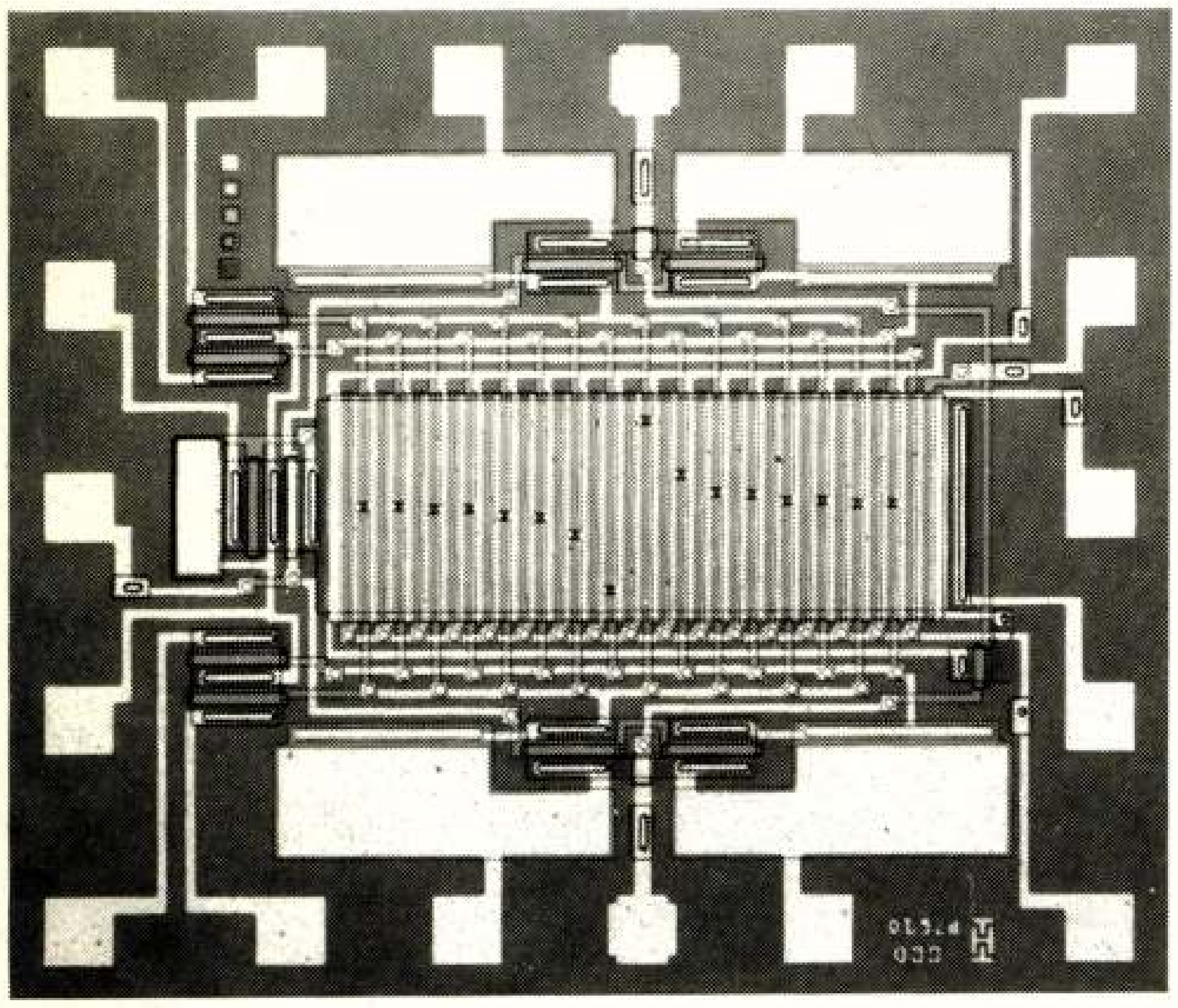


Fig. 5: Foto van een 16-taps quadratuur filter chip. De gesplitste aftast electrodes zijn duidelijk te herkennen. De 4 grote vlakken zijn de terugkoppel capaciteiten voor de ladingsversterkers.

De impulsresponsies van de beide uitgangen van het quadratuur filter zijn weergegeven in figuur 6. De impulsresponsie van het banddoorlaat filter wordt uit die van het Hilbert filter verkregen door elke even genummerde gewichtsfactor van teken te verwisselen.

Transversale filters met gesplitste aftast electrodes worden bij voorkeur gerealiseerd in de oppervlakte CCD technologie, omdat de ladingspakketjes daarbij direct onder het gate oxyde liggen. Dit bevordert de gevoeligheid en komt de lineairiteit van de uitleesschakeling ten goede. Het frequentie bereik van dit type filters ligt globaal tussen 100 Hz en 500 kHz. De begrenzing wordt bepaald door de toe te passen klokpulsfrequenties. Aan de ondergrens ligt de beperking in de totale vertragingstijd in het filter. Komt deze vertragingstijd in de orde van 0,1 à 1 seconde dan kunnen lekstromen de signaalinformatie van de ladingspakketjes verstoren.

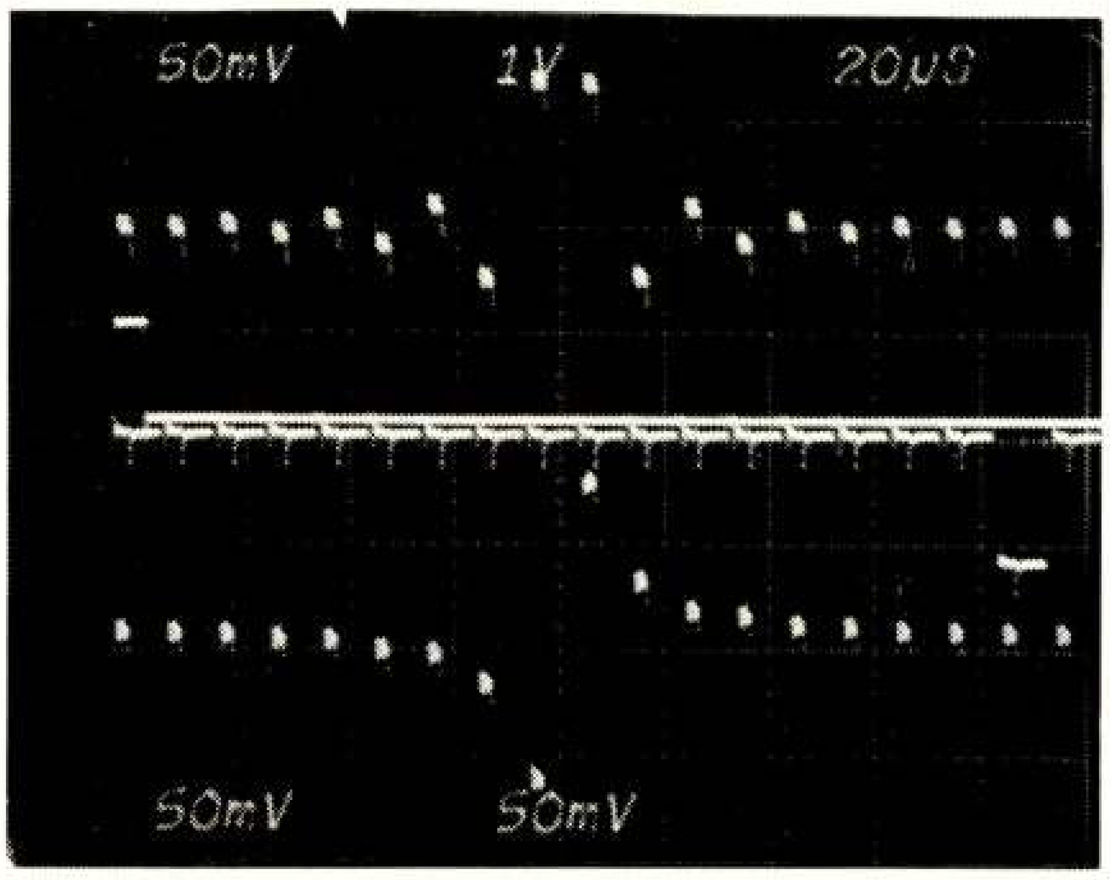


Fig. 6: De impulsresponsies van het quadratuur filter van fig. 5. Op het middelste spoor is de ingangspuls aangegeven. Het onderste spoor geeft de impulsresponsie van het Hilbert filter en het bovenste spoor geeft de impulsresponsie van het banddoorlaat filter.

Aan de bovenkant wordt het frequentiegebied voor oppervlakte CCD's begrensd door onvolledig ladingstransport bij klokfrequenties boven 1 MHz en door de eindige bandbreedte van de ladingsdetektie schakelingen.

Uitbreiding van het frequentiegebied aan de bovenkant is echter erg aantrekkelijk omdat voor de hoge frequenties de digitale filters geen aanvaardbaar alternatief leveren. In het volgende hoofdstuk wordt een CCD filter structuur die tot hogere frequenties bruikbaar is besproken.

LADINGS DOMEIN FILTERS

Om bij frequenties boven de 1 MHz toch "real time" signaalbewerking te kunnen toepassen bieden de zogenaamde "charge domain filters" een oplossing. Deze ladings domein filters vormen een bepaalde klasse van CCD filters. Het aftasten van ladingspakketjes via aftast electrodes wordt hier vermeden. Dat heeft tot consequentie dat:

- begraven kanaal CCD's (BCCD's, PCCD's of P^2CCD's) kunnen worden toegepast;
- bij de lading → spanning omzetting aan de filteruitgang mag het ladingspakketje destructief uitgelezen worden. De informatie van het ladingspakketje hoeft nadien niet meer gebruikt te worden.

Voor transversale filters leidt dit concept tot de structuur van figuur 7.

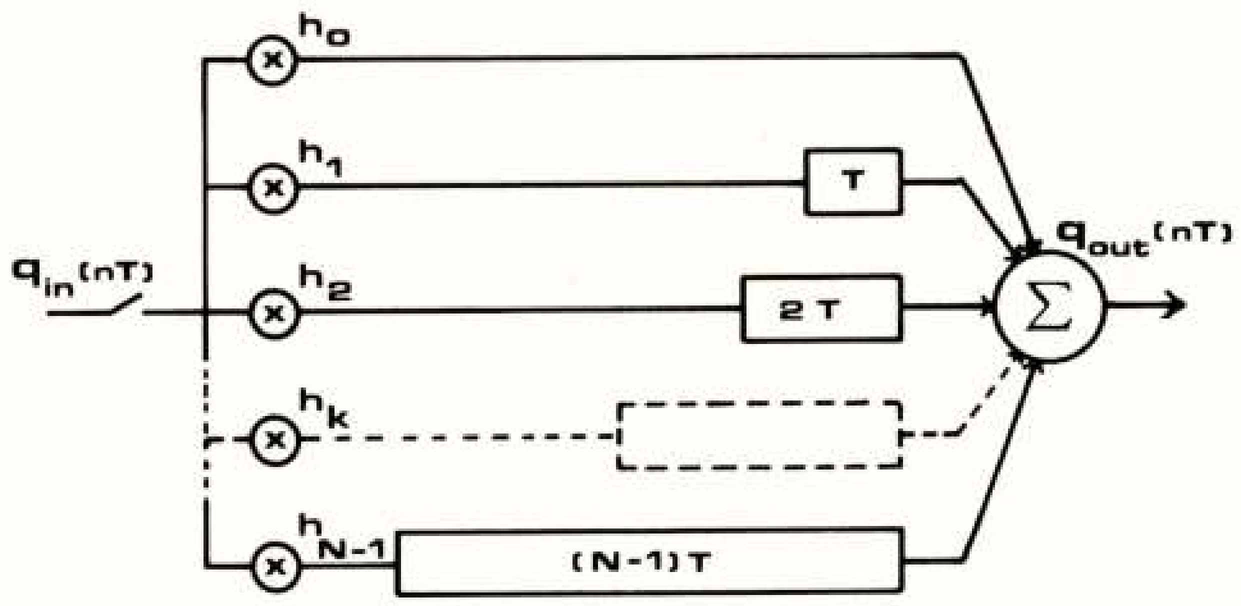


Fig. 7: Transversaal filter van het parallel-in, serie-uit type. Dit schema leent zich voor realisatie in ladings domein filter vorm.

Aan de ingang wordt het ladingspakketje gesplitst in fracties, evenredig met de gewichtsfactoren van het transversale filter. In de ladings domein structuren wordt dit gerealiseerd door het CCD kanaal te splitsen in parallelle kanalen waarvan de breedte evenredig is met de betreffende gewichtsfactor. Elk van deze CCD kanalen heeft een lengte die de bijpassende vertraging geeft. Aan de uitgang worden alle ladingspakketjes opgeteld. Een eenvoudige manier om dit ladingspakket om te zetten in een stroom of spanning is om het via een weerstand af te laten vloeien. In de praktijk worden vaak geavanceerder methodes toegepast.

De realisatie van transversale filters in de vorm van ladings domein filters is niet nieuw. Het bezwaar was evenwel dat onvolkomenheden in een van de parallelle vertragingslijnen of in het splitsen van de ladingspakketjes, sterke afwijkingen van de gewenste filterfunctie kan veroorzaken. Met de moderne stand van de IC technologie zijn dergelijke niet-uniformiteiten en fouten zo dun gezaaid dat ze een redelijke opbrengst niet meer in de weg staan. Dat deze structuren hogere eisen aan de technologie stellen dan de transversale filters met gesplitste afstand electrodes spruit voort uit het grote chipoppervlak dat voor de ladings domein structuren in beslag wordt genomen. De kanaalbreedte behorende bij de kleinste gewichtsfactor moet nog steeds voldoende zijn om een goede CCD vertragingslijn functie te waarborgen. Het grote actieve gebied dat door ladings domein structuren in beslag wordt genomen heeft ook tot gevolg dat de klokpulsgeneratoren een vrij groot vermogen moeten kunnen leveren. Dit vermogen is evenredig met het totale gate oppervlak en met de klokpulsfrequentie.

De ladings domein structuren zijn erg geschikt voor de realisatie van eenvoudige kam filters omdat hier slechts enkele gewichtsfactoren gebruikt worden. Heeft men een ingewikkelder filterfunctie met veel gewichtsfactoren dan kan soms een aantrekkelijker realisatiestructuur ontstaan door de functie op te splitsen in een product van filterfuncties met lagere orde. Het ladingspakketje dat het uitgangssignaal van een ladings domein filterstructuur representeert kan namelijk direct als ingang voor een volgende ladings domein structuur worden gebruikt. Cascadering van ladings domein filtersegmenten is dus zeer goed mogelijk.

Het lijkt goed mogelijk om bij ladings domein filters met klokfrequenties van 50 MHz of nog hoger te werken, waardoor ook het interessante video gebied binnen het bereik van dit type filters ligt. Dit is met name belangrijk omdat in dit frequentiegebied real time signaalbewerkingen met digitale filters, zo niet onmogelijk, wel een erg dure oplossing is.

Een wezenlijke beperking van transversale filters is dat ze alleen overdrachtsfuncties die geen polen bevatten kunnen genereren. Voor het maken van scherpe overgangen in de overdrachtsfunctie zijn dan transversale filters van erg hoge orde nodig en dan gaan de beperkingen van deze filterconfiguraties zich sterk doen gelden. In het ladings domein is het echter ook mogelijk om recursieve filterstructuren te realiseren.

RECURSIEVE FILTERS

Bij recursieve ladings domein filters wordt een gedeelte van het uitgangs ladingspakket teruggevoerd naar de ingang. In de eenvoudigste uitvoering heeft zo'n filter één terugkoppellus. In het z-domein wordt de overdrachtsfunctie van zo'n recursief element gegeven door:

$$H(z) = \frac{1 - K}{1 - K z^{-n}}, \qquad (5)$$

waarbij K de fractie van het uitgangs ladingspakket is dat wordt teruggevoerd naar de ingang. n Is het aantal vertragingselementen in de terugkoppellus. Deze overdrachtsfunctie heeft periodieke, scherpe doorlaat pieken in het frequentiegebied van d c tot de halve klokfrequentie (Klar, 1981). Dit filter staat bekend als ladingsresonantie kring (charge resonator). Combinatie met transversale filterstructuren kan leiden tot een zeer compacte realisatie van gecompliceerde filterfuncties. Voorbeelden hiervan zijn beschreven in de literatuur (Schreiber, 1981).

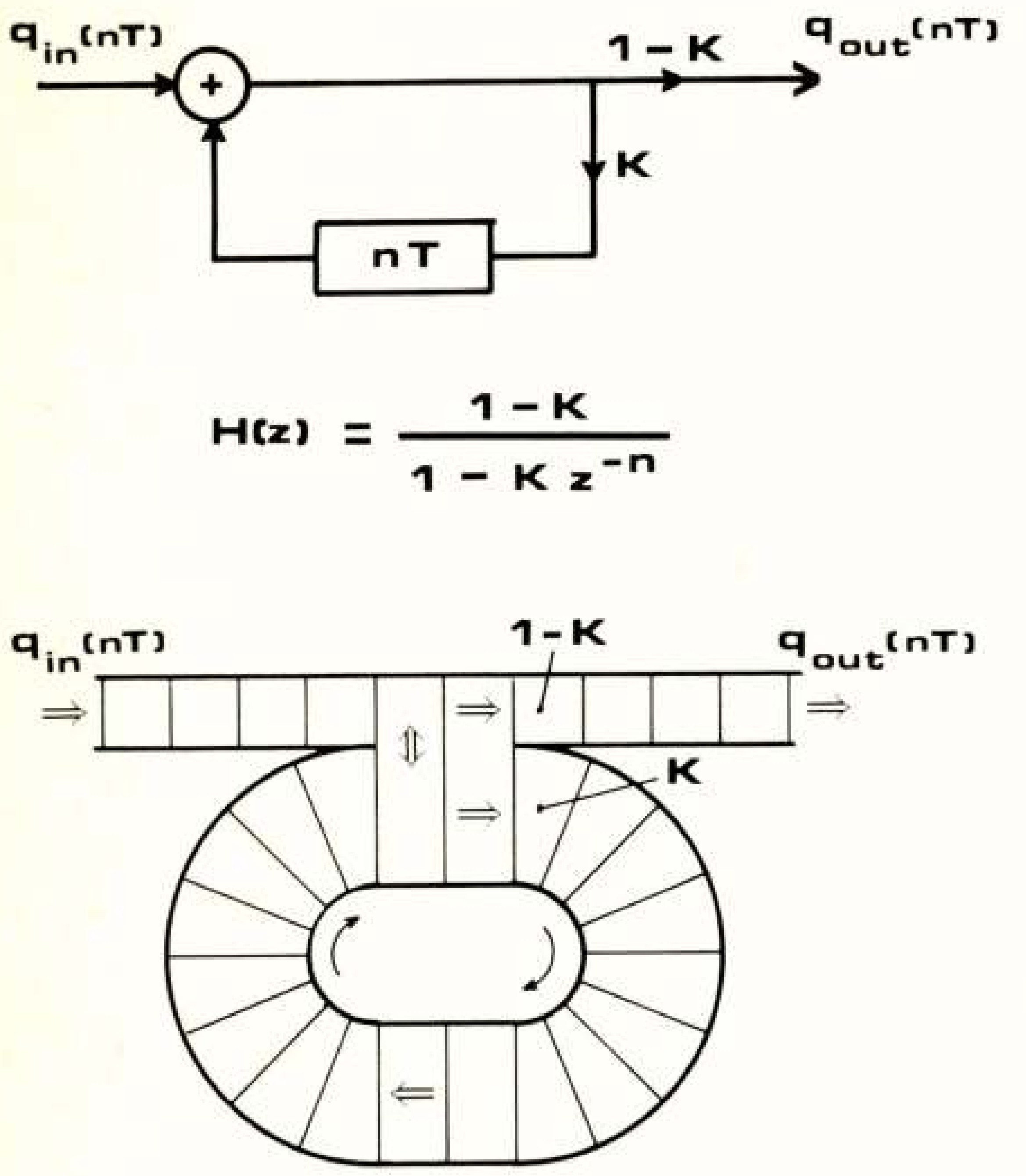


Fig. 8: Blokschema en realisatieschema van een recursief filter element.

Bij gebruik van begraven kanaal CCD's lijken dit soort filters ook bij frequenties in het videogebied aantrekkelijke oplossingen te kunnen bieden. Daarover is echter nog weinig gepubliceerd en op dit terrein dient nog het nodige onderzoek verricht te worden. De implementatie van deze filtertechnieken wordt vooral aantrekkelijk als deze samen met andere schakelingen op een chip geïntegreerd kunnen worden.

PROGRAMMEERBARE FILTERS

Tot nu toe hebben we gesproken over filters met een in de lay-out vastgelegde filterfunctie. Voor sommige toepassingen is het aantrekkelijk de filterfunctie achteraf electronisch te kunnen aanbrengen, wijzigen, bijstellen of zelfs continu te kunnen bijregelen. Daarvoor zijn electronisch programmeerbare gewichtsfactoren nodig. Voor de transversale filters voor analoge bemonsterde signalen kan dat door de vermenigvuldiging van de signaalmonsters met de gewichtsfactor uit te voeren met een analoge vermenigvuldigingsschakeling. Programmeerbare CCD filteruitvoeringen volgens dit concept zijn in de literatuur beschreven (Mavor, 1978). Hier zal ik me beperken tot de bespreking van een in onze vakgroep aan de THT ontwikkelde uitvoeringsvorm waarbij de programmeerbare vermenigvuldiging op zeer compacte wijze in de CCD structuur is ingebouwd, het zogenaamde EPSEF (Electronically Programmable Split-Electrode transversal Filter).

In transversale filters met gesplitste aftast electrodes wordt de gewichtsfactor bepaald door het relatieve oppervlakteverschil van de electrode delen. De geïnfluenceerde lading per oppervlakte eenheid is uniform en evenredig met de grootte van het ladingspakketje dat gedetecteerd wordt. Om de compacte en efficiënte manier van uitlezen en sommeren van de filters met gesplitste aftast electrodes te behouden zal de programmeerbaarheid van de gewichtsfactoren moeten komen uit een electronisch bestuurbaar verschil in ladingsdichtheid onder de linker en rechter gedeeltes van de aftast electrodes. Uit symmetrie overwegingen ligt het voor de hand de beide helften even groot te maken. We komen dan tot de structuur zoals weergegeven in figuur 9.

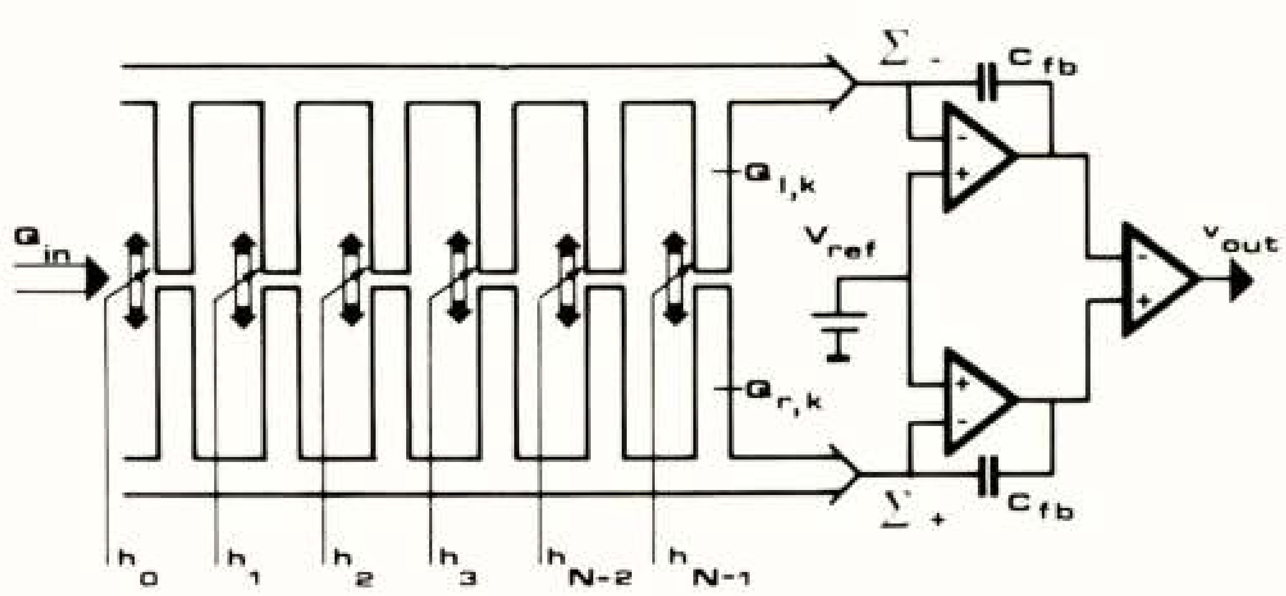


Fig. 9: Schematische weergave van het EPSEF filter. De ladingspakketjes worden volgens instelbare gewichtsfactoren in fracties verdeeld en vervolgens onder de aftast electrodes gemeten.

Voordat een ladingspakketje onder de aftast electrodes wordt geschoven wordt de lading in fracties verdeeld zodat het ladingsverschil van de pakketjes die onder de rechter- en linker electrode worden geschoven, evenredig is met het product van de gewichtsfactor h_k en met de grootte van het betreffende ladingspakketje. In formule:

$$Q_{r,k} - Q_{l,k} = h_k \; Q_k . \qquad (6)$$

Dit wordt gerealiseerd door in een vertragingselement een weerstands gate electrode van hoog-ohmig polykristallijn silicium aan te brengen. Deze electrode wordt uitgevoerd met een midden contact en aan beide zijden van het CCD een eind contact. Het midden contact

wordt op een constante spanning V_m aangesloten en op de eind contacten worden de spanningen $V_{r,k}$ en $V_{l,k}$ gezet zodat een wigvormige potentiaalput in de dwarsrichting van het CCD ontstaat. Zie figuur 10.

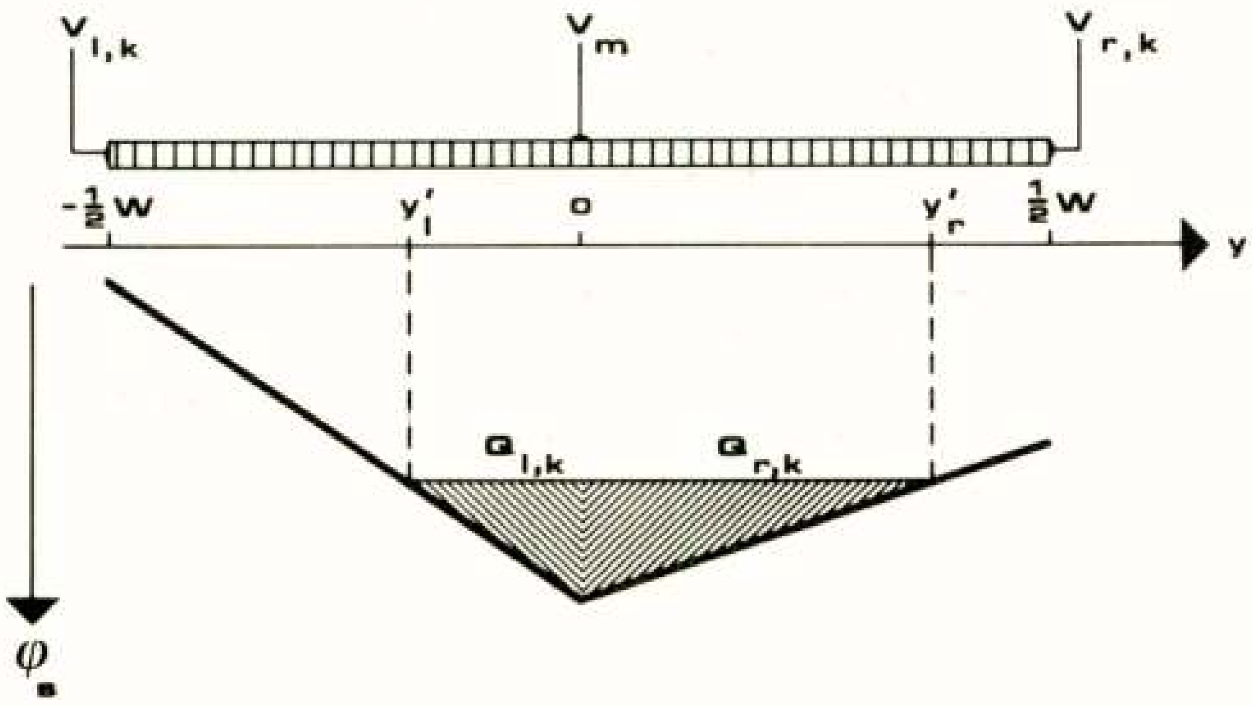


Fig. 10: Dwarsdoorsnede van een weerstandselectrode. Daaronder is schematisch de potentiaal onder de gate in het silicium aangegeven. De gearceerde gebiedjes geven de potentiaalverandering t.g.v. een ladingspakketje aan en suggereren de grootte van de ladingspakketjes.

Als nu een ladingspakketje Q_k onder de weerstandselectrode wordt geschoven, verdeelt de lading zich over de linker en rechter helft als de lading $Q_{l,k}$ en $Q_{r,k}$. Het verschil $Q_{r,k} - Q_{l,k}$ blijkt evenredig te zijn met de verschilspanning $V_{w,k} = V_{r,k} - V_{l,k}$.

Direct na deze weerstandsgate wordt het CCD kanaal gesplitst in twee even brede parallel kanalen, waarin de ladingspakketjes $Q_{r,k}$ en $Q_{l,k}$ worden getransporteerd. Vervolgens worden ze onder de aftast electrodes in het eerstvolgende vertragingselement gemeten, waarna de twee kanalen weer worden samengevoegd. Dit wordt verduidelijkt aan de hand van figuur 11. De gewichtsfactor h_k blijkt een lineaire functie te zijn van de verschilspanning $V_{w,k}$. Voor een uitvoeriger bespreking wordt verwezen naar de literatuur (Wallinga, 1980). De aansturing voor de programmeerbare gewichtsfactoren is hier weer analoog. In de eerste experimentele prototypes zijn de buitenste contacten van de weerstandselectrodes rechtstreeks naar buiten uitgevoerd (fig. 12). Het is echter goed mogelijk de besturingselectronica op de chip mee te integreren. Ook is het goed denkbaar dat de gewichtsfactoren digitaal worden aangeboden en op de chip in een digitaal geheugen worden opgeslagen. Deze digitale informatie kan dan worden gebruikt om via een of meer geïntegreerde D-A omzetters de weerstandselectroden aan te sturen. Aan de ontwikkeling van deze geïntegreerde besturingsschakelingen wordt momenteel nog gewerkt.

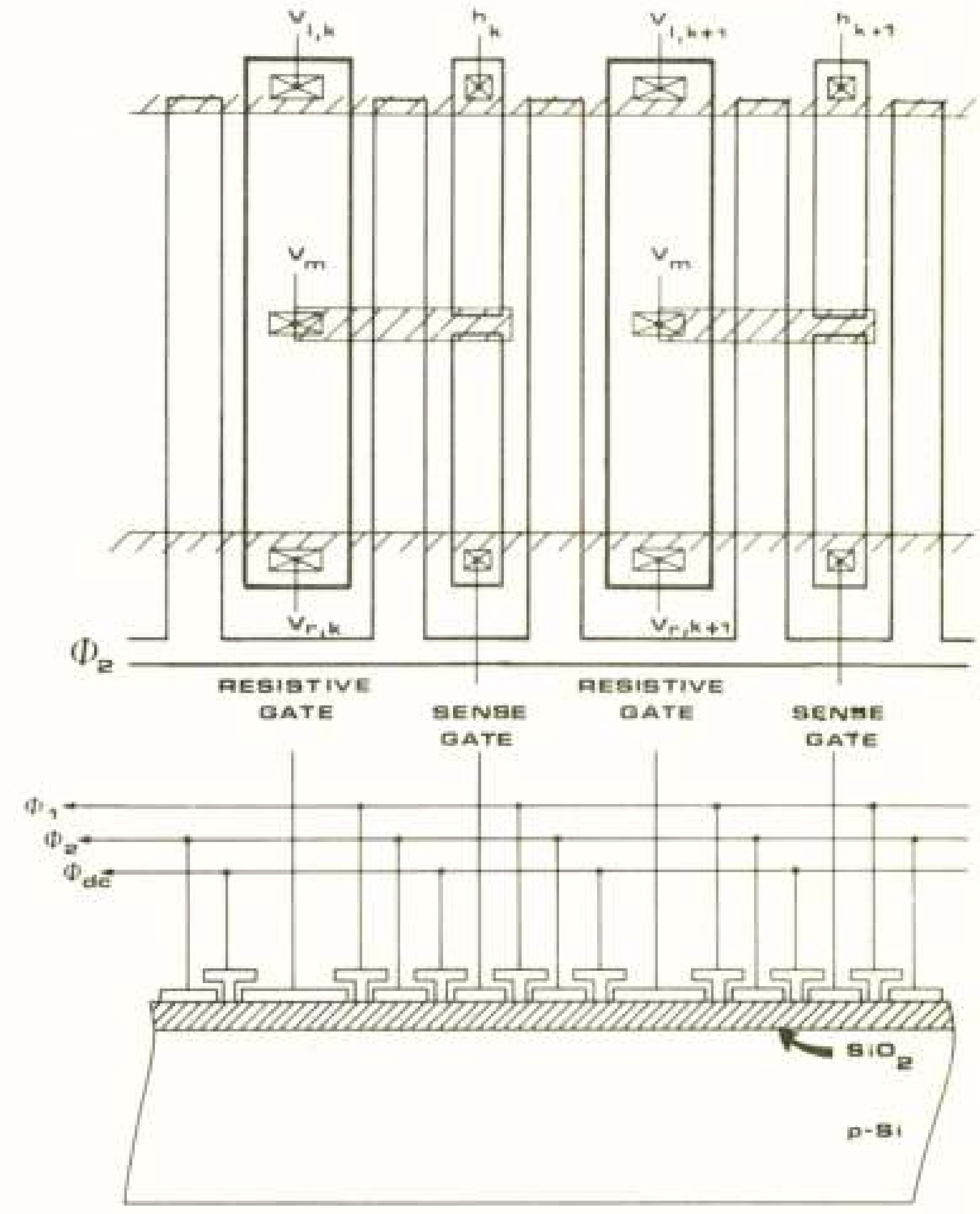


Fig. 11: a. Schematisch bovenaanzicht van twee secties van het EPSEF. Elke sectie is opgebouwd uit twee vertragingselementen.
b. Dwarsdoorsnede van het EPSEF.

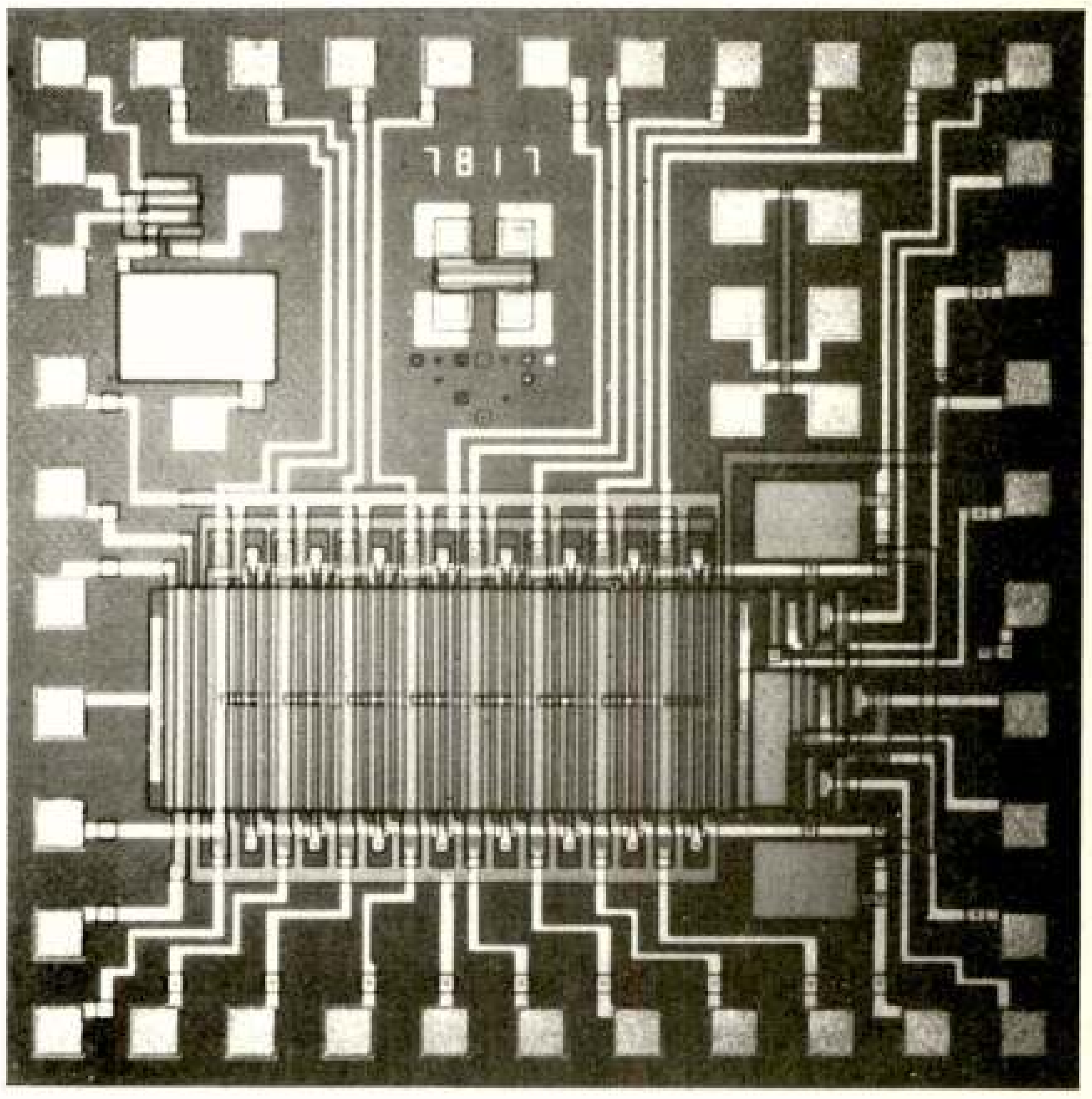


Fig. 12: Foto van het EPSEF programmeerbare transversale filter. Chipafmetingen 2 x 2 mm^2.

De electronisch programmeerbare transversale filters zijn toepasbaar op velerlei gebied, bijvoorbeeld bij de ontwikkeling, als prototype voor een filter met vaste gewichtsfactoren, of voor toepassingen met een geringe oplage waarvoor een speciaal custom-designed ontwerp voor een filter met vaste gewichtsfactoren niet lonend is. In het onderwijs kan met een EPSEF filter op een zeer aanschouwelijke wijze een filter impulsresponsie en de bijbehorende overdrachtsfunctie in het frequentiedomein worden getoond. Zo kan met één en dezelfde opstelling een grote diversiteit aan filterfuncties worden gerealiseerd. Verder zijn programmeerbare filters bij uitstek geschikt voor tijdvariante codeherkenning en andere matched filter technieken in bijv. sonar en radar toepassingen. Een hoofdstuk apart waard is de toepassing in adaptieve filtersystemen.

ADAPTIEVE FILTERSYSTEMEN

Waarschijnlijk de meest belovende toepassing van electronisch programmeerbare filters is die in adaptieve filtersystemen. In een adaptief filtersysteem worden de optimale gewichtsfactoren bepaald uit het filter uitgangssignaal, via een geschikt gekozen algorithme. Uiteraard moet dan bekend zijn aan welke eisen het uitgangssignaal moet voldoen. Een voorbeeld waaraan momenteel aan de THT gewerkt wordt is een adaptief egalisatie filter voor data transmissie via analoge telefoonkanalen. De telefoonkanalen vertonen niet altijd eenzelfde frequentiekarakteristiek en om, met een zo hoog mogelijke bit rate, data te verzenden is het gewenst een egalisatiefilter toe te passen dat zich adaptief instelt. Bij deze toepassing is het bekend dat het uitgangssignaal op het detectie tijdstip een "nul" niveau of een "een" niveau moet aangeven. Wijkt het uitgangssignaal daarvan af dan worden de gewichtsfactoren momentaan bijgeregeld. Het filter behoeft dus geen testcodes aangeboden te krijgen maar regelt continu bij tijdens het verzenden van de data.

Een andere toepassing van een adaptief filter waarbij eveneens een EPSEF CCD filter gebruikt wordt is die waarbij een stoorsignaal van een gewenst signaal wordt gescheiden. Hierbij is het noodzakelijk dat een sterk aan het werkelijke stoorsignaal gecorreleerd signaal, dat evenwel geen correlatie met het gewenste signaal mag bevatten, als referentie signaal wordt aangeboden. Dit referentie signaal wordt als ingangssignaal aan het programmeerbare filter, het EPSEF, toegevoerd. Zie figuur 13. De filteruitgang van het EPSEF wordt vergeleken met het ingangssignaal d (t). Het verschilsignaal e (t) is tevens ingangssignaal voor het algorithme, in dit geval een least mean square algorithme.

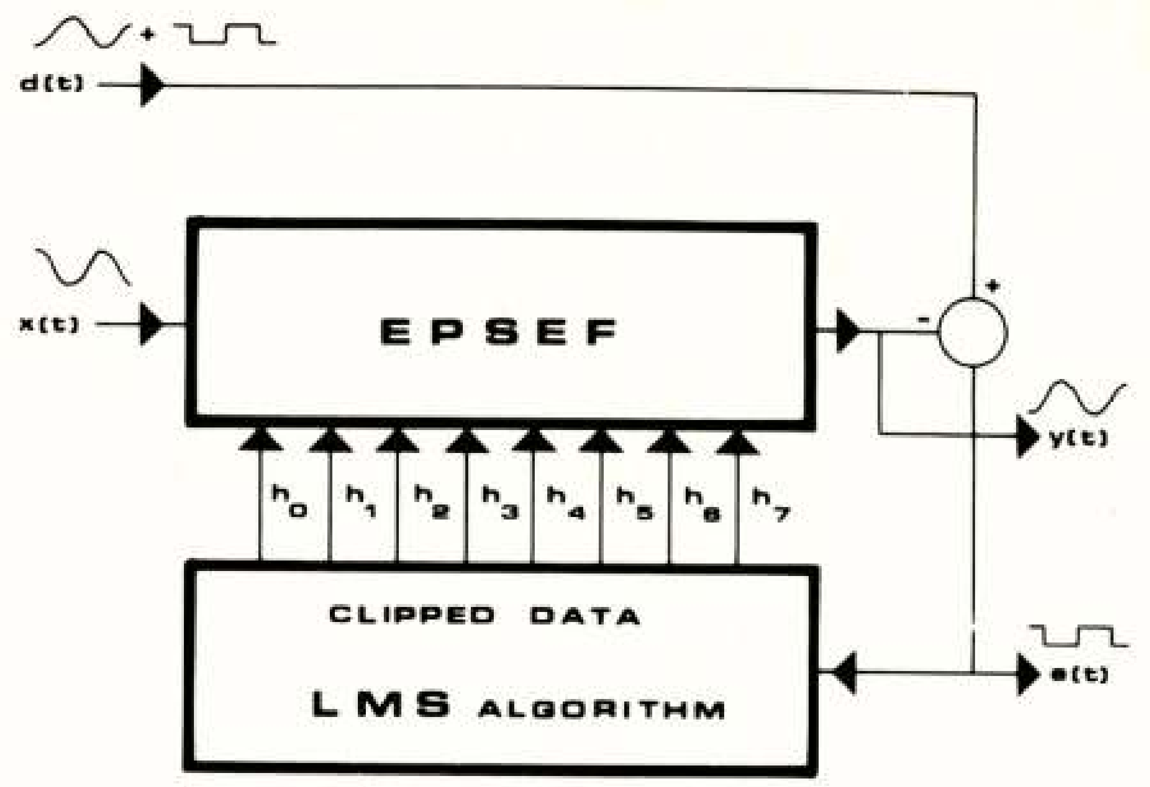


Fig. 13: Blokschema van een adaptief filter voor het uitfilteren van een stoorsignaal. d (t) is het te filteren signaal; x (t) is het referentiesignaal, afgeleid van de stoorbron; y (t) is de stoorcomponent van d (t) en e (t) is het gewenste uitgangssignaal.

Het algorithme is er op gericht de gewichtsfactoren zodanig bij te stellen dat het uitgangssignaal y (t) van het EPSEF, het met het stoorsignaal gecorreleerde deel van het ingangssignaal d (t) opheft. Zodra het filter zich heeft ingesteld is het uitgangssignaal e (t) vrijwel ontdaan van het stoorsignaal. Het inregelen van het systeem vraagt slechts een tijd in de orde van 100 T, dus voor een klokfrequentie van 10 kHz, bijv. 10 ms. In figuur 14 is een en ander geïllustreerd aan de hand van een ingangssignaal d (t) dat bestaat uit een blokvormig signaal, gestoord met een sterk sinusvormig signaal. Het bloksignaal is zichtbaar als de sprongen in de sinus van spoor a in figuur 14. Het referentiesignaal x (t) heeft dezelfde frequentie, maar verschilt in fase en amplitude van de sinusvormige signaalcomponent in d (t). Het systeem regelt de gewichtsfactoren zodanig dat het uitgangssignaal y (t) van het EPSEF gelijk is aan het aanwezige stoorsignaal in d (t). Het resulterende "schone" signaal e (t) = d (t) - y (t) is weergegeven in spoor d van fig. 14. De blokvorm is daar enigszins vervormd door een laag doorlaat filter dat achter het adaptieve systeem was geplaatst om de klokpulsoverspraak uit te filteren. In het gegeven voorbeeld was de signaal/ruis verhouding van het signaal e (t) 40 dB verbeterd t.o.v. het ingangssignaal d (t). Het voordeel van een adaptief systeem is dat de filterinstelling zich onmiddellijk aanpast aan veranderingen in frequentie, fase of amplitude van het te onderdrukken stoorsignaal. Adaptieve systemen hebben bovendien een zelf corrigerend gedrag voor

afwijkingen t.g.v. temperatuurdrift, componentonnauwkeurigheid en dergelijke.

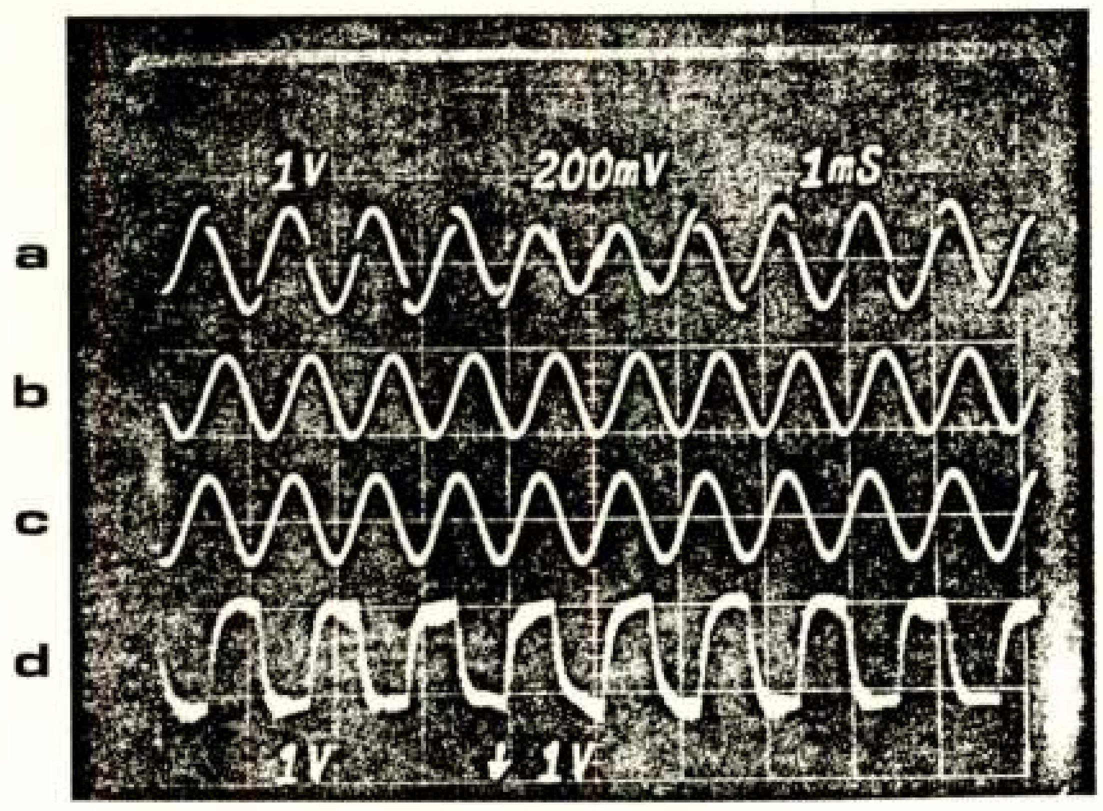


Fig. 14: In- en uitgangssignalen van het adaptief storings onderdrukkings filter. Klokpulsfrequentie f_c = 25 kHz.
a. ingangssignaal d (t), 1 V/div.;
b. referentiesignaal x (t), 1 V/div.;
c. uitgangssignaal y (t), 1 v/div.;
d. uitgangssignaal e (t), 200 mV/div.
De horizontale tijdschaal is 1 ms/div.

CONCLUSIE

De vele en flexibele mogelijkheden die CCD's bieden op het gebied van de signaalbehandeling verdienen de aandacht van systeemontwerpers. Met CCD's kan men *analoge bemonsterde signalen* bewerken. Het analoge geeft aan dat de signaalwaardes niet gediscretiseerd en gedigitaliseerd behoeven te worden, hetgeen AD- en DA omzetters uitspaart. Het bemonsteren van een tijd continu ingangssignaal geeft aan dat we met een tijddiscreet systeem te maken hebben. Dat laatste hebben CCD filters gemeen met digitale filters. Het blijkt dan ook dat men, zij het met beperkingen, bij het ontwerpen van een CCD filterfunctie, gebruik kan maken van de methodes die voor digitale filters zijn ontwikkeld.

Met name een bepaling van een *convolutiesom* kan met behulp van de CCD technologie resulteren in een bijzonder compacte hardware structuur. Het blijkt dan ook dat met de CCD techniek krachtige en compacte *transversale filters* ontworpen kunnen worden. Voorbeelden zijn matched filters, egalisatie filters, codeherkenning, correlatiefilters, laag doorlaatfilters e.d.

Het *electronisch programmeerbare transversale filter* is daarbij opmerkelijk vanwege het vermogen om real time signaalbewerkingen en correlatiefuncties uit te voeren. Een interessante toepassing van programmeerbare filters ligt in de *adaptieve systemen*. Ook hier is de compacte structuur, de mogelijkheid voor real time bijstelling van de coefficiënten en de bereikbare bandbreedte indrukwekkend. De maximale klokpulsfrequentie voor de transversale filters met gesplitste aftast electrodes ligt in de orde van 500 kHz tot 1 MHz. Dit geldt zowel voor de programmeerbare als voor de filters met vaste gewichtsfactoren.

Voor het frequentiegebied van 100 kHz tot 10 à 20 MHz lijken de *ladings domein filters* aantrekkelijke oplossingen te bieden. De mogelijkheden van CCD structuren voor signaalbehandeling in dit frequentiegebied zijn evenwel nog onvoldoende bekend. Het lijkt zinvol om te onderzoeken waar de beperkingen van deze filterstructuren voor toepassingen in de real time signaalbewerking liggen, en aan welke specificaties deze structuren kunnen voldoen. Dit is te meer interessant omdat het niet waarschijnlijk lijkt dat in dit frequentiegebied op korte termijn digitale realisaties als goed en betaalbaar alternatief te voorschijn zullen komen. Men dient echter bij alle optimisme van mijn kant wel te bedenken dat niet elke filterfunctie zich even goed leent voor realisatie in CCD structuren.

CCD filters zijn betrekkelijk onbekend en mede daardoor onbemind. Dit is waarschijnlijk vooral te wijten aan het feit dat elke toepassing een specifiek ontwerp vraagt. CCD's voor signaalbewerkings doeleinden zijn bij uitstek voorbeelden van zogenaamde *"custom designed"* IC's. Het is in ieders belang om daar waar signaalbewerkingen mogelijkerwijs efficiënt met CCD filters kunnen worden uitgevoerd, te onderzoeken wat de mogelijkheden daarvoor zijn. Daarbij kan en wil ook de THT behulpzaam zijn.

REFERENTIES

H. Dollenkamp, L.J.M. Esser en H. de Jonge, "P^2CCD in 60 MHz-oscilloscoop met digitaal beeldgeheugen", Philips Techn. Tijdschrift, jaarg. 40, pp. 56-69, 1981/82.

L.J.M. Esser, "Charge-Coupled Devices:Physics, Technology and Applications",Tijdschrift van het NERG, dit nummer, 1982.

H. Klar, M. Manthe, H.J. Pfleiderer and W. Ulbrich, "Passive CCD resonators",IEEE Jnl. of Solid-State Circuits, SC-16, pp. 130-135, June 1981.

J. Mavor and P.B. Denyer, "Design and development of CCD programmable transversal filters", Jnl. Electronic Circuits and Systems, Vol. 2, pp. 1-8, Jan. 1978.

C. Morandi and H. Wallinga, "A quadruply sensed CCD transversal filter for quadrature phasing", Proc. 3rd Int. Conf. on CCD's, Edinburgh, pp. 292-301, Sept. 1976.

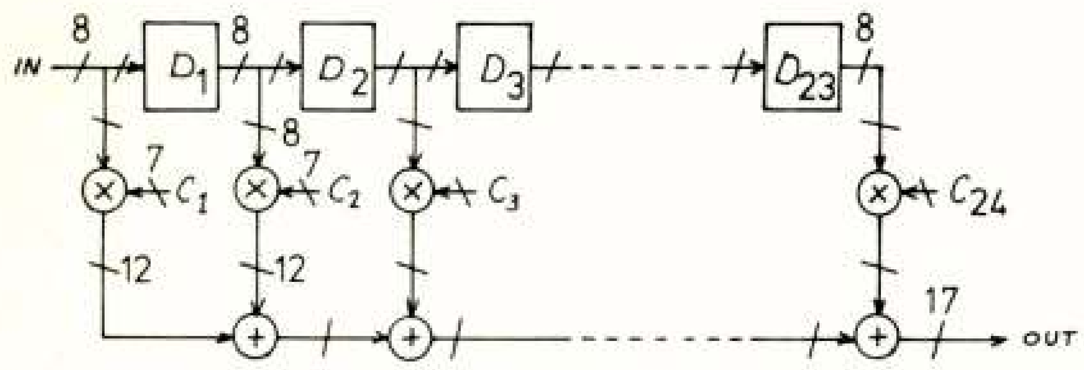
F.L.J. Sangster, "Het 'emmertjes geheugen', een schuifregister voor analoge signalen", Philips Techn. Tijdschrift, jaarg. 31, pp. 97-111, 1970.

R. Schreiber, M. Feil, H. Betzl, A. Bardl and K. Traub, "Passive CCD resonator filters", IEEE Jnl. of Solid-State Circuits, SC-16, pp. 125-129, June 1981.

H. Wallinga and M.J.M. Pelgrom, "An electrically programmable split-electrode charge-coupled device transversal filer (EPSEF)", IEEE Jnl. of Solid-State Circuits, SC-15, pp. 899-907, Oct. 1980.

Voordracht gehouden op 2 september 1981 op THT tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr.298) de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

geven, zal een viertal implementaties worden besproken aan de hand van het meest gebruikte digitale filter, het transversale filter. In figuur 1.1 is een rechtstreekse realisatie van zo'n filter getekend. Iedere door het filteralgorithme voorgeschreven bewerking is geïmplementeerd door een overeenkomstige bouwsteen.



Figuur 1.1: Het transversale digitale filter.

Een digitaal filter onderscheidt zich van een analoog filter doordat:

1. de signalen in het filter alleen betekenis hebben op door een kloksignaal bepaalde tijdstippen (tijdkwantisatie).
2. de variabelen in het filter alleen een eindig aantal verschillende waarden kunnen aannemen (amplitude-kwantisatie), weergegeven door een woord (de representatie van een getal) met een beperkt aantal bits.

Het geheugenelement D in figuur 1.1 houdt het woord op zijn uitgang gedurende een klokperiode vast en neemt dan het woord op zijn ingang over naar zijn uitgang. Om de illustratie wat meer te concretiseren nemen we de volgende parameters aan voor het filter:

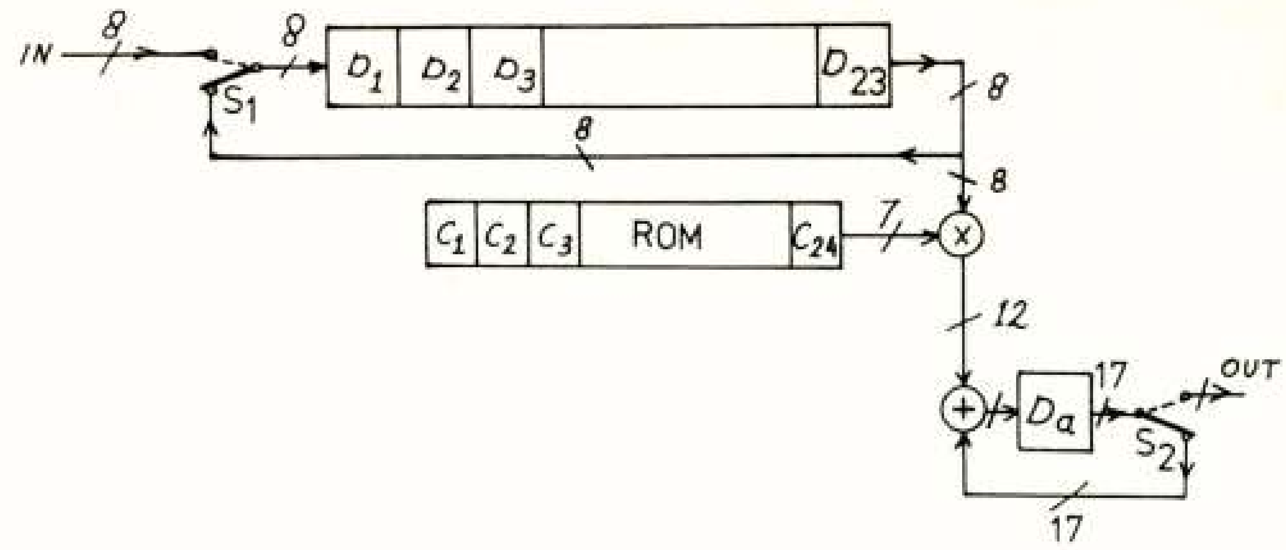
- het ingangssignaal wordt gerepresenteerd door een woord van 8 bits.
- de bemonsteringsfrekwentie van het in- en uitgangssignaal bedraagt 8 kHz.
- het filter heeft een lengte van 24 coëfficiënten.
- deze coëfficiënten worden gegeven als 7 bit woorden.
- Inwendig in het filter worden de signalen na de vermenigvuldiger afgerond tot 12 bit woorden (de vermenigvuldiging kan vóór afronden 7+8=15 bit woorden opleveren).

Iedere verbinding tussen twee bouwstenen in figuur 1.1 staat voor een aantal draden parallel in de schakeling. Per bit van het signaal dat moet worden overgebracht, moet een draad beschikbaar zijn, bijvoorbeeld tussen de vermenigvuldiger en de opteller: 12 bits dus 12 parallelle draden. Een meerdraads verbinding wordt aangegeven door een schuin dwarsstreepje met daarbij zonodig het aantal draden.

Uit figuur 1.1 blijkt dat voor het bouwen van dit filter de volgende komponenten nodig zijn:

- 23 geheugenelementen D van 8 bits ieder.
- 24 vermenigvuldigers van 8 bij 7 bits.
- 23 optellers van 17 bits (de som van 24 woorden van 12 bits ieder kan ten hoogste een 17 bit woord opleveren).

De vermenigvuldigers en optellers moeten ieder 8k bewerkingen per seconde uitvoeren. Dit aantal is laag en daarom is het mogelijk minder bouwstenen te gebruiken door het multiplexen van een bouwsteen: in plaats van 24 vermenigvuldigers die ieder 8k bewerkingen per seconde uitvoeren kunnen we ook één vermenigvuldiger gebruiken die 8k X 24 = 192k bewerkingen per seconde uitvoert (plus een besturing die de juiste signalen op het juiste tijdstip aan de vermenigvuldiger aanbiedt). In plaats van PARALLEL worden de bewerkingen dan SEQUENTIEEL uitgevoerd. Een implementatie van dit idee is getekend in figuur 1.2. De klokfrekwentie van dit circuit is nu niet meer gelijk aan de bemonsteringsfrekwentie van het ingangssignaal, maar een faktor 24 hoger. Daarom moet nu onderscheid gemaakt worden tussen klokperioden en bemonsteringsperioden. Tijdens klokperiode 1 staan de schakelaars in de gestippelde stand. Het huidige monster van het ingangssignaal staat op de ingang van D1. Op de uitgang van D1 staat het vorige monster van het ingangssignaal, op de uitgang van D2 staat het

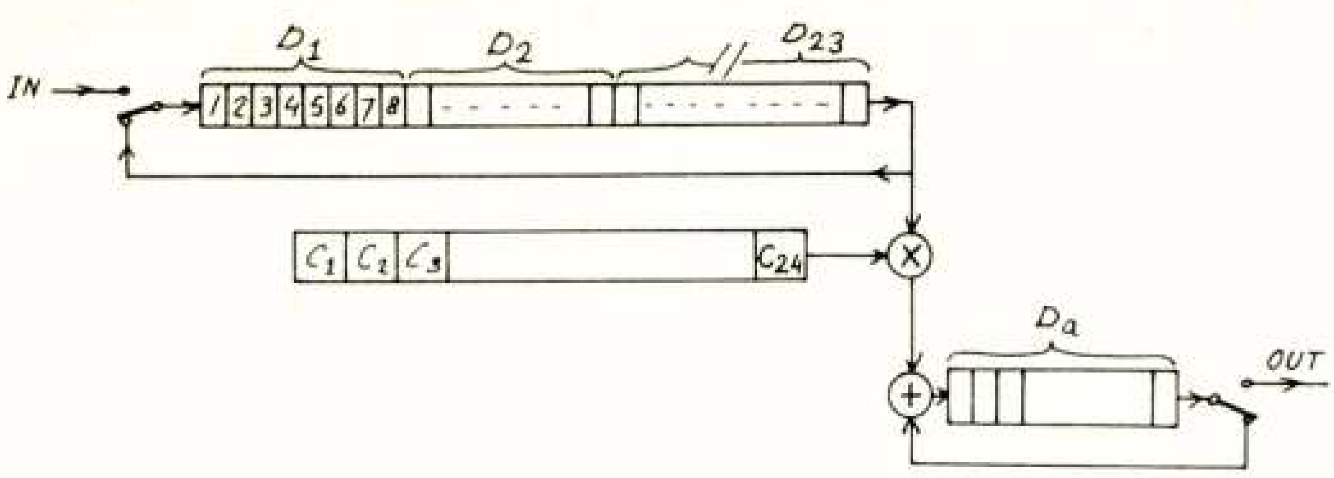


Figuur 1.2: Een uitvoering van het filter van figuur 1.1 waarbij de bewerkingen sequentiëel worden uitgevoerd.

ingangsmonster van twee bemonsteringsperioden geleden en zo staat op de uitgang van D23 het monster van het ingangssignaal van 23 bemonsteringsperioden geleden. Dit oudste monster wordt vermenigvuldigd met filtercoëfficiënt C24 welke uit een ROM gelezen wordt. Vervolgens wordt hier 0 bij opgeteld (schakelaar S_2 in de gestippelde stand!) en het resultaat wordt in register Da bewaard. Het ingangssignaal wordt in het schuifregister geschoven en aan de uitgang van dit schuifregister verschijnt het ingangsmonster van 22 slagen geleden. Merk op dat het monster van 23 slagen geleden daarbij wegvalt (schakelaar S_1 in de gestippelde stand!). Nu gaan de schakelaars om in de getrokken stand. De oude ingangsmonsters worden achtereenvolgens uit het schuifregister gelezen, vermenigvuldigd met de bijbehorende coëfficiënten en opgeteld bij de deelsom, die telkens in het register Da bewaard wordt. Is de laatste optelling uitgevoerd, dat is het bijtellen van het produkt van het huidige ingangsmonster met C1, dan schuift het huidige ingangsmonster in D1. Vervolgens klappen de schakelaars weer om en is de som aan de uitgang beschikbaar terwijl een nieuw ingangsmonster op de ingang van D1 staat, enz...

Ook 192k bewerkingen per seconde is nog laag wanneer gedacht wordt aan een in NMOS geïntegreerde schakeling. Het tweede belangrijke concept voor digitale filters is dat van de seriële verwerking van de bits waaruit ieder signaalwoord bestaat. Tot nu hebben we stilzwijgend aangenomen dat een vermenigvuldiger of een opteller een bouwsteen is waar in een klokperiode twee woorden in gaan en in de volgende klokperiode het resultaat van de bewerking uit komt. Alle bits waaruit de ingangssignalen bestaan dienen dus parallel verwerkt te worden, daardoor zijn deze bouwstenen inwendig opgebouwd uit een groot aantal poorten die parallel dezelfde funktie uitvoeren. Een aanzienlijke vereenvoudiging van de schakeling kan nu bereikt worden door bijvoorbeeld bij een optelling per klokperiode niet de som van twee 12 bit getallen uit te rekenen, maar slechts de som van twee overeenkomstige bits. Uiteraard zijn dan voor de komplete optelling evenzoveel klokperioden nodig als er bits in het resultaat van de optelling voorkomen. De klokfrekwentie wordt dus weer hoger, de bouwstenen worden eenvoudiger, de hoeveelheid bedrading neemt af omdat de bits seriëel over de verbindingen kunnen worden getransporteerd en er zal meer besturing nodig zijn om bij het begin en eind van ieder woord gepaste maatregelen te nemen, zoals het op nul zetten van bepaalde registers.
We spreken nu over SERIELE in plaats van PARALLELE verwerking en transport van de bits van een signaalmonster.
Het parallelle schuifregister D1...D23 van 23 bit lang en 8 bit breed wordt nu een seriëel schuifregister van 8 X 23 = 184 bit lang en 1 bit breed (zie figuur 1.3). De klokfrekwentie die we nu nodig zullen hebben wordt grofweg bepaald door die bewerking welke het meeste bits als resultaat levert. In ons voorbeeld is dat de optelling, die ten hoogste een 17 bit som kan afleveren. De nieuwe klokfrekwentie wordt dus:
192k X 17 = 3,264 MHz. Deze frekwentie ligt nog binnen het bereik van een in NMOS geïntegreerde schakeling.

Een geheel andere realisatie van een digitaal filter is



Figuur 1.3: Een uitvoering van het filter van figuur 1.2 waarin de bits van de signaalwoorden seriëel worden behandeld.

een implementatie als programma op een digitale rekenmachine. Het zal duidelijk zijn dat nu niet de snelheid behaald kan worden die met toegespitste apparatuur bereikbaar is. Daar tegenover staat de grotere flexibiliteit van de computer. Een tussenweg wordt bereikt met signaalprocessoren: speciale microprocessoren voor digitale signaalbewerking zoals die nu op de markt zijn.
De lage rekensnelheid die met een computer kan worden bereikt hoeft geen probleem te zijn wanneer de filteroperatie niet in real-time hoeft te worden uitgevoerd. In dat geval kan het ingangssignaal eerst worden opgenomen op magnetische schijf of band en vervolgens worden verwerkt met een lagere snelheid.
Een programma dat een transversaal filter implementeert is gegeven in figuur 1.4.

```
NOUT = NIN - NCOF + 1                        (1)
DO  I = 1 , NOUT                             (2)
    SUM = COF(1) * SAMPLE(NCOF+I-1)          (3)
    DO  J = 2 , NCOF                         (4)
        SUM = SUM + COF(J) * SAMPLE(NCOF+I-J) (5)
    END DO                                   (6)
    SAMPLE(I) = SUM                          (7)
END DO                                       (8)
```

Figuur 1.4: een FORTRAN programma als implementatie van een transversaal filter.

In het programma zijn twee "array's" gebruikt. Het array COF(1...NCOF) bevat de filtercoëfficiënten, dus NCOF is het aantal coëfficiënten.
In het array SAMPLE(1...NIN) staan aanvankelijk het aantal van NIN ingangsmonsters en na uitvoering van het programma NOUT uitgangsmonsters. Het aantal uitgangsmonsters NOUT is kleiner dan het aantal ingangsmonsters NIN, zie regel (1), omdat we alleen uitgangsmonsters willen berekenen zolang het hele schuifregister van het filter met ingangsmonsters gevuld is.
Ieder uitgangsmonster wordt (cf. fig. 1.1) bepaald door een som van produkten van ingangsmonsters met coëfficiënten. De eerste term van deze som wordt bepaald op regel (3) van het programma. Op de regels (4), (5) en (6) worden daar de overige termen bijgeteld. Tenslotte wordt het resultaat op regel (7) in het array SAMPLE weggeschreven.
Overigens zij opgemerkt dat een implementatie met behulp van de FFT vaak efficiënter is.
Op implementaties als een computerprogramma komen we niet meer terug, hoewel deze programma's ook een belangrijke rol spelen bij het implementeren van een filter als I.C., namelijk bij het simuleren van het filterontwerp.

2. BOUWSTENEN VOOR DIGITALE FILTERS.

In het voorgaande zijn de voornaamste bouwstenen reeds genoemd. Voor digitale filters zijn opslaan van signaalmonsters en filtercoëfficiënten, optellen en vermenigvuldigen de belangrijkste bewerkingen. De voornaamste bouwstenen zijn daarom:

A. Geheugenelementen:
   - flip-flops
   - schuifregisters
   - Random Access Memory, RAM
   - Read-Only Memory, ROM (random of sequential access)

B. Optellers
C. Vermenigvuldigers

Deze bouwstenen zijn bekende bouwstenen voor digitale rekenmachines (met name microprocessoren). Er bestaat voldoende literatuur op dit gebied (b.v. Taub, 1977). Daarom worden hier alleen de belangrijkste bouwstenen geïntroduceerd, met de nadruk op die aspekten die voor geïntegreerde digitale filters van belang zijn.

A. GEHEUGENELEMENTEN.

-flip-flops

De D-flip-flop is de implementatie van het delay element dat in hoofdstuk 1 werd geïntroduceerd. Bij deze flip-flop wordt de 1 of 0 op de ingang op de klokpuls overgenomen naar de uitgang. Indien er sprake is van meer dan één klok in het circuit, dan moet worden aangeven welke klok de flip-flop aanstuurt. Is er slechts één klok, dan wordt de klokingang niet getekend.

-schuifregisters.

Een rij van N achter elkaar geschakelde D-flip-flops vormt een schuifregister. b van deze schuifregisters parallel is een b-bit schuifregister van lengte N. Een flip-flop uit een schuifregister (zonder aftakkingen) kan op een I.C. zeer compact zijn omdat de uitgang alleen belast wordt met de ingangspoort van de volgende cel. De laatste cel in het schuifregister dient wel een grote uitgangstrap te bezitten om de belasting van de bedradingscapaciteit en meerdere ingangspoorten te overwinnen. Een lang schuifregister is daarom aantrekkelijker dan enkele korte.

-RAM en ROM.

RAM en ROM kunnen door hun regelmatige struktuur compact geïntegreerd worden en daardoor zijn het belangrijke bouwstenen voor digitale filters.

B. OPTELLERS.

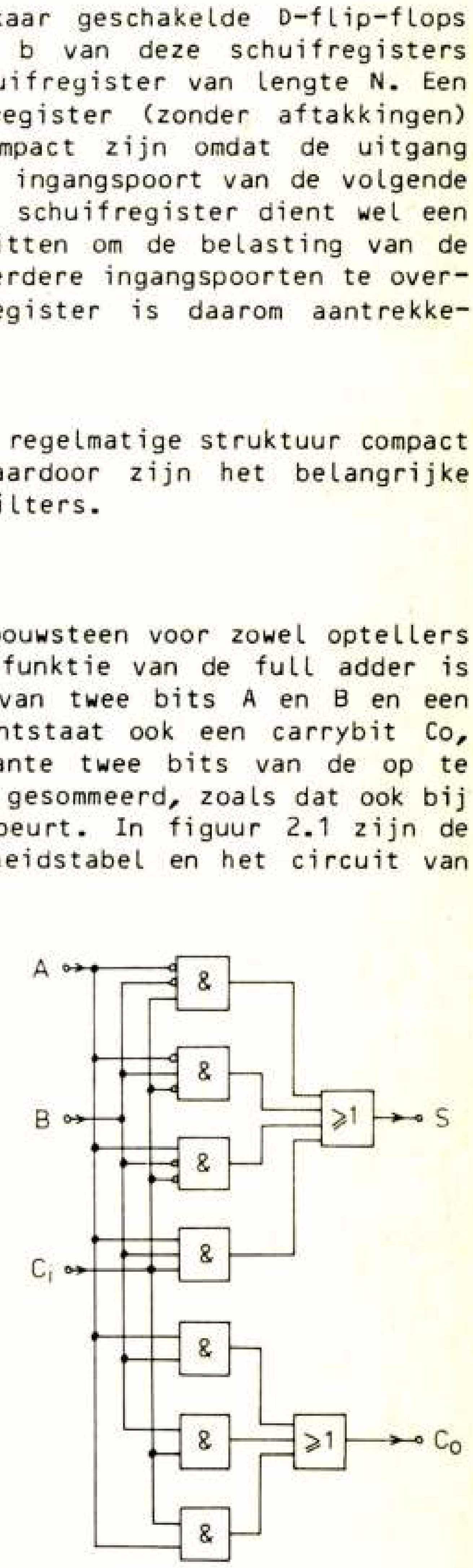
-de "full adder" cel.

De full adder is de basisbouwsteen voor zowel optellers als vermenigvuldigers. De funktie van de full adder is het vormen van de som S van twee bits A en B en een "carry"-bit Ci. Daarbij ontstaat ook een carrybit Co, dat met de meer significante twee bits van de op te tellen woorden moet worden gesommeerd, zoals dat ook bij een decimale optelling gebeurt. In figuur 2.1 zijn de logische funktie, de waarheidstabel en het circuit van de full adder gegeven.

$$S=\bar{A}\bar{B}C_i+\bar{A}B\bar{C}_i+A\bar{B}\bar{C}_i+ABC_i$$

$$C_O=\bar{A}BC_i+A\bar{B}C_i+AB\bar{C}_i+ABC_i$$
$$=AB+BC_i+AC_i$$

A	B	C_i	S	C_O
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

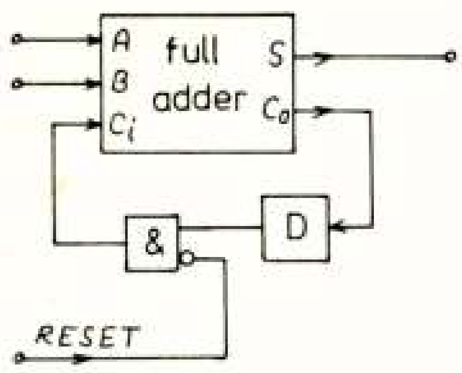


Figuur 2.1: De "Full Adder" cel.

-de seriële opteller.

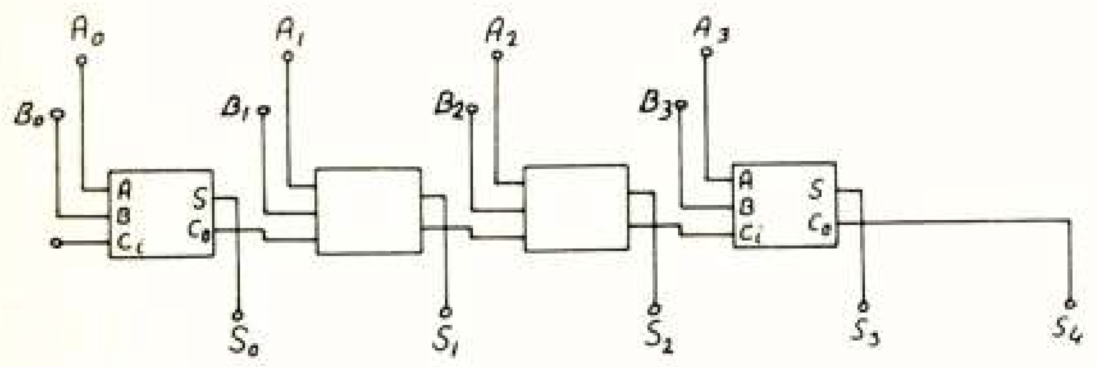
Met één full adder kunnen twee woorden seriëel worden opgeteld. Zoals bij een decimale optelling wordt begonnen met het optellen van de LSB's. De carry die daarbij eventueel ontstaat wordt bewaard in een register, zie figuur 2.2. Bij de volgende klokslag wordt deze carry opgeteld met de tweede bits van de woorden op A en B,

enzovoort. Het besturingssignaal RESET is 1 op het moment waarop de LSB's van de volgende twee woorden worden aangeboden.



Figuur 2.2: De seriële opteller.

-de parallelle opteller.
Voor het parallel optellen van twee woorden wordt een full adder gebruikt voor elk bit van het langste ingangswoord (figuur 2.3). De carry-out van een bitsom is carry-in voor het meer significant bit. De parallelle



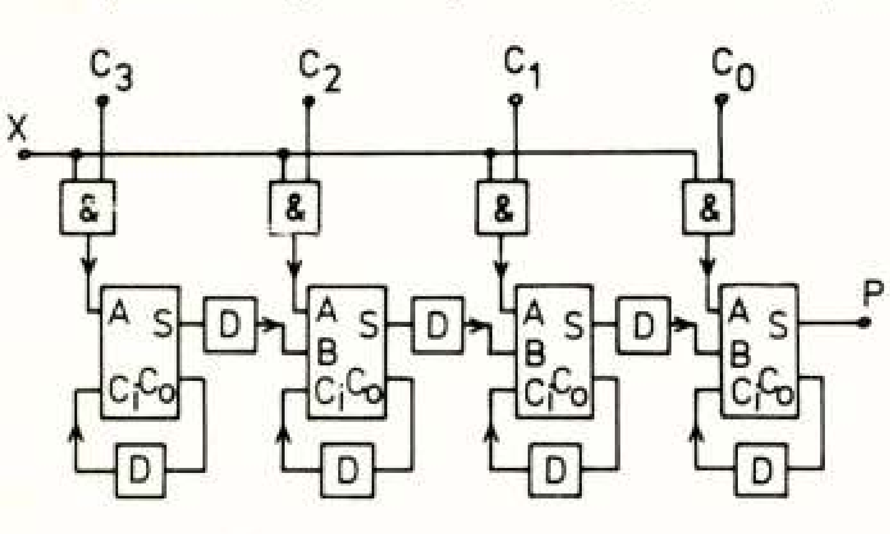
Figuur 2.3: De parallelle opteller.

opteller heeft als nadeel dat de carry die ontstaat als gevolg van de optelling van de LSB's door alle full adders moet propageren om het correcte MSB van het uitgangswoord te genereren. Dit "door-rippelen" van de carry beperkt de snelheid en de lengte van de parallelle opteller. Een remedie tegen dit probleem is het bufferen van de carry in een flip-flop (carry-save) of het bepalen van het carrybit rechtstreeks uit alle minder significante ingangsbits Ai en Bi (carry-look-ahead).

C. VERMENIGVULDIGERS.
-de seriële vermenigvuldiger.
Vermenigvuldigen van een coëfficiënt C met een getal X wordt uitgevoerd door voor elk bit van X dat gelijk aan 1 is, een verschoven versie van C bij te tellen, zoals moge blijken uit onderstaand voorbeeld.

```
      C=    1101
      X=    1011 x
           -----
            1101    <-- bit 0 van X is 1
           1101     <-- bit 1 van X is 1
          0000      <-- bit 2 van X is 0
         1101     + <-- bit 3 van X is 1
        --------
        10001111
```

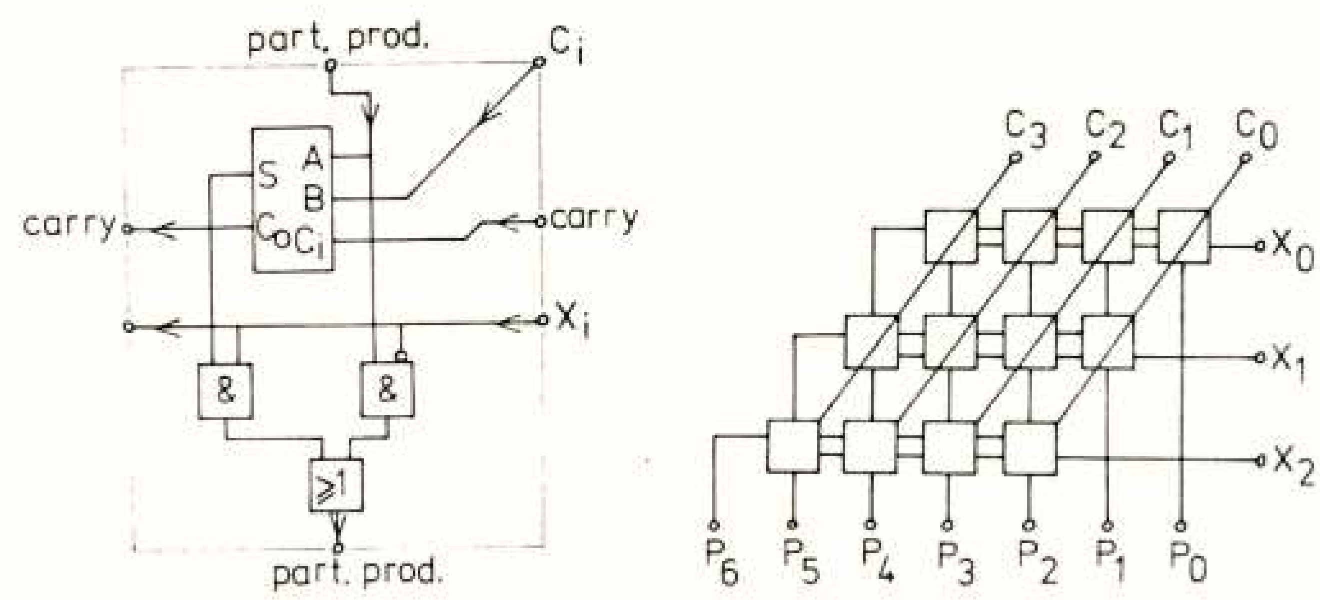
Een schakeling die bovenstaand rekenschema rechtstreeks implementeert is gegeven in figuur 2.4. Het woord X wordt serieel aangeboden, het LSB als eerste. Initieel is de inhoud van alle flip-flops D nul. Indien het LSB van X een 1 is wordt het woord C op de full adders aangeboden en komt dit woord aan de ingangen van de bovenste rij flip-flops te staan. In de volgende klokperiode is dit deelprodukt een plaats naar rechts verschoven en is het LSB van het produkt op de uitgang P beschikbaar. Door schuiven van het partiële produkt en optellen van het woord C indien het bit van X een 1 is, wordt zo het produkt gevormd, waarbij de carry's steeds



Figuur 2.4: De seriële vermenigvuldiger.

worden bewaard (carry save) en in de volgende klokperiode worden bijgeteld.

-de parallelle vermenigvuldiger.
De parallelle vermenigvuldiger berekent in één klokslag het produkt van twee woorden. Het produkt wordt weer berekend door de som van de verschoven versies van het woord C te vormen. Figuur 2.5a geeft een cel weer die bestaat uit een full adder, twee EN poorten en een OF poort. De poorten hebben tot taak het partiële produkt door te geven indien het bit van X een nul is of de som van Ci en het partiële produkt door te geven als nieuw partiëel produkt indien het bit van X een 1 is.

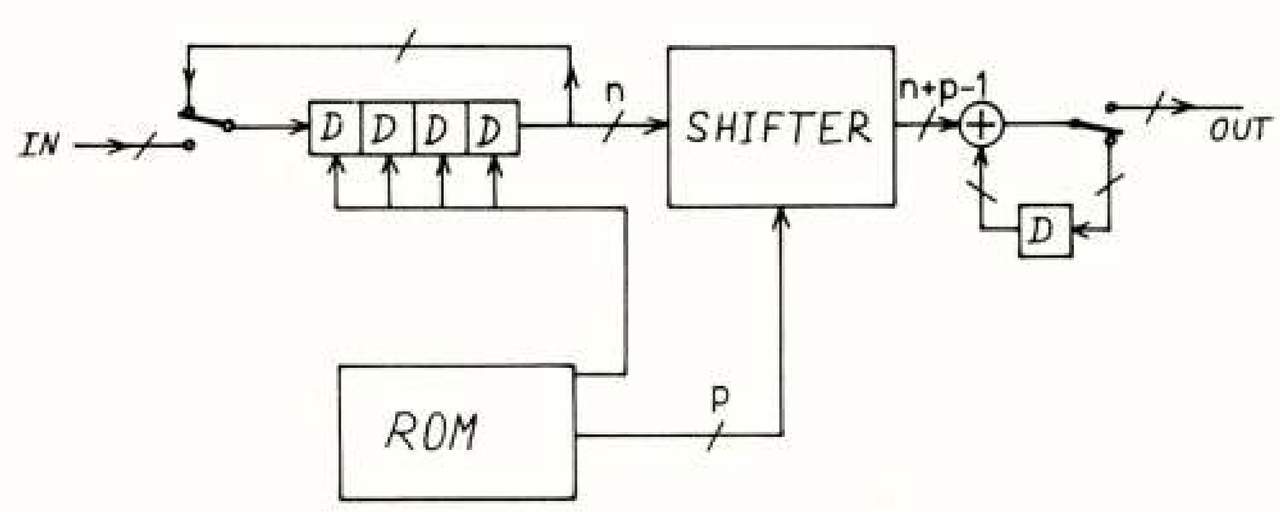


a. b.

Figuur 2.5: De parallelle vermenigvuldiger
(Array Multiplier).

In figuur 2.5b is een parallelle vermenigvuldiger voor een 4 bits woord C en een 3 bits woord X afgebeeld, opgebouwd uit twaalf cellen van figuur 2.5a. De diagonale lijnen geven aan dat de bits van C zijn verbonden met de "Ci" ingang van alle cellen op een diagonaal. Zo worden de verschoven versies van het woord C gevormd. Nadat alle verschoven versies van C zijn opgeteld, waarbij rekening is gehouden met alle carry's, wordt het produkt op de uitgang P gevonden. De problemen die gevonden werden bij de parallelle opteller als gevolg van het propageren van de carry, vinden we bij deze vermenigvuldiger nog sterker: eerst moet de som van boven naar beneden propageren en vervolgens de carry in de onderste rij cellen van rechts naar links.

-tijdefficiënte vermenigvuldiging.
Een klasse van vermenigvuldigingen die bij digitale filters, in afwijking van digitale rekenmachines, veel voorkomt is vermenigvuldiging met een vaste coëfficiënt. Een voorbeeld van een vermenigvuldiger met vaste coëfficiënten is "tijdefficiënte vermenigvuldiging" (Eggermont, 1976).
Wanneer de coëfficiënt C een bit 0 heeft behoeft in het proces van vermenigvuldigen de optelling niet te worden uitgevoerd (verwissel de rol van C en X in het voorbeeld hierboven). Wanneer nu elke klokperiode alleen de noodzakelijke optellingen worden uitgevoerd, dus geen klokslag wordt besteed aan het bijtellen van nullen, kan in minder klokperioden de som worden bepaald. De winst in snelheid is uiteraard het grootst indien in de coëfficiënten veel nullen voorkomen. Dat is bijvoorbeeld het geval bij coëfficiënten van niet-recursieve filters met een impulsresponsie met lange "staarten", zoals bij filters met een steile transitie in de frekwentiekarak-



Figuur 2.6: Een implementatie van een transversaal filter met tijdefficiënte vermenigvuldiging.

teristiek. Een implementatie van een transversaal filter waarin dit principe is toegepast, is getekend in figuur 2.6. In het ROM worden nu niet de coëfficiënten opgeslagen, maar het aantal plaatsen waarover de bits van het signaalmonster moeten worden verschoven in de verschuiver (shifter). Na een telkens wisselend aantal optelslagen is de vermenigvuldiging uitgevoerd. Het ROM geeft dan de opdracht het volgende signaalmonster uit het recirculerende schuifregister te schuiven.

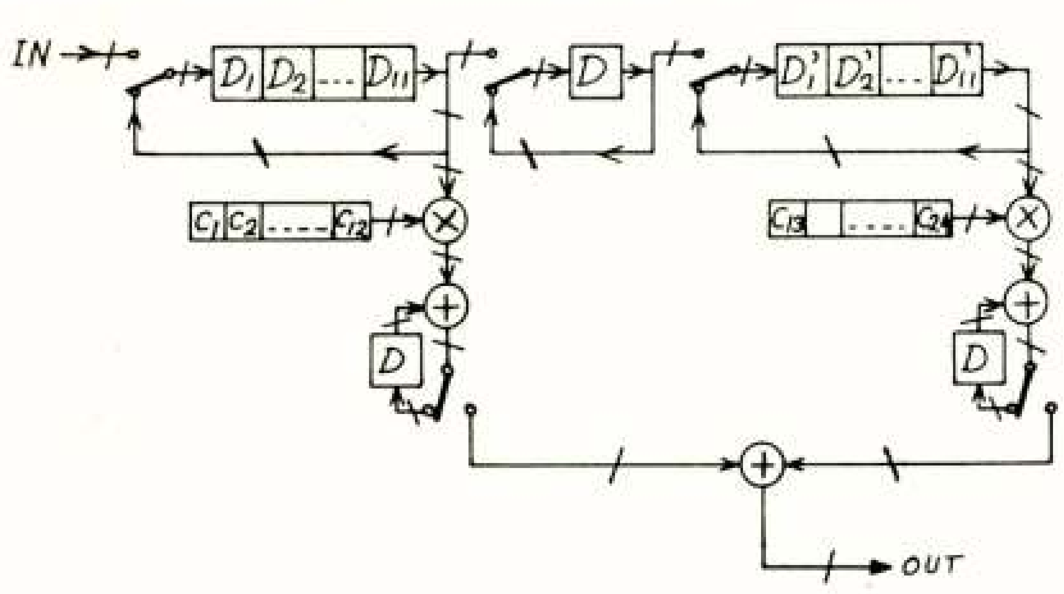
De vermenigvuldiger is de meest complexe bouwsteen voor digitale signaalbewerking. In hoofdstuk 4 zullen daarom ook implementaties aan de orde komen waarbij het gebruik van vermenigvuldigers kan worden vermeden.

3. HET UITWISSELEN VAN CIRCUITELEMENTEN TEGEN REKENSNELHEID.

In dit hoofdstuk volgen enige overwegingen die een rol spelen bij het opbouwen van het filter met behulp van de zojuist geïntroduceerde bouwstenen. Uitgangspunt is de filterstruktuur, die kan worden gegeven als een beschrijving van het filteralgorithme of in een grafische weergave daarvan: als een struktuurschema. Een eerste implementatie kan worden gevonden door elke voorgeschreven bewerking door een overeenkomstige bouwsteen te vervangen. Een implementatie met een minimaal aantal circuitelementen wordt zo in het algemeen niet bereikt. In hoofdstuk 1 werd al aangegeven dat twee afwegingen gemaakt kunnen worden die leiden tot een efficiënte uitvoeringsvorm. Die afwegingen zijn:

1. parallel tegenover sequentiëel uitvoeren van de bewerkingen.
2. parallel tegenover seriëel behandelen van de bits van elk signaalmonster.

1. Parallel versus sequentiëel.
In een volledig sequentiële implementatie zal een rekenelement alle gevraagde bewerkingen achtereenvolgens uitvoeren. Indien de beschikbare elementen een dermate hoge snelheid niet toelaten, zal het nodig zijn meer parallellisme in te bouwen, dus meer rekenelementen te gebruiken. In figuur 1.2 werd een uitvoering van een transversaal filter gegeven die volledig sequentiëel rekent. In figuur 3.1 is een uitvoering getekend die twee maal zoveel parallellisme heeft.



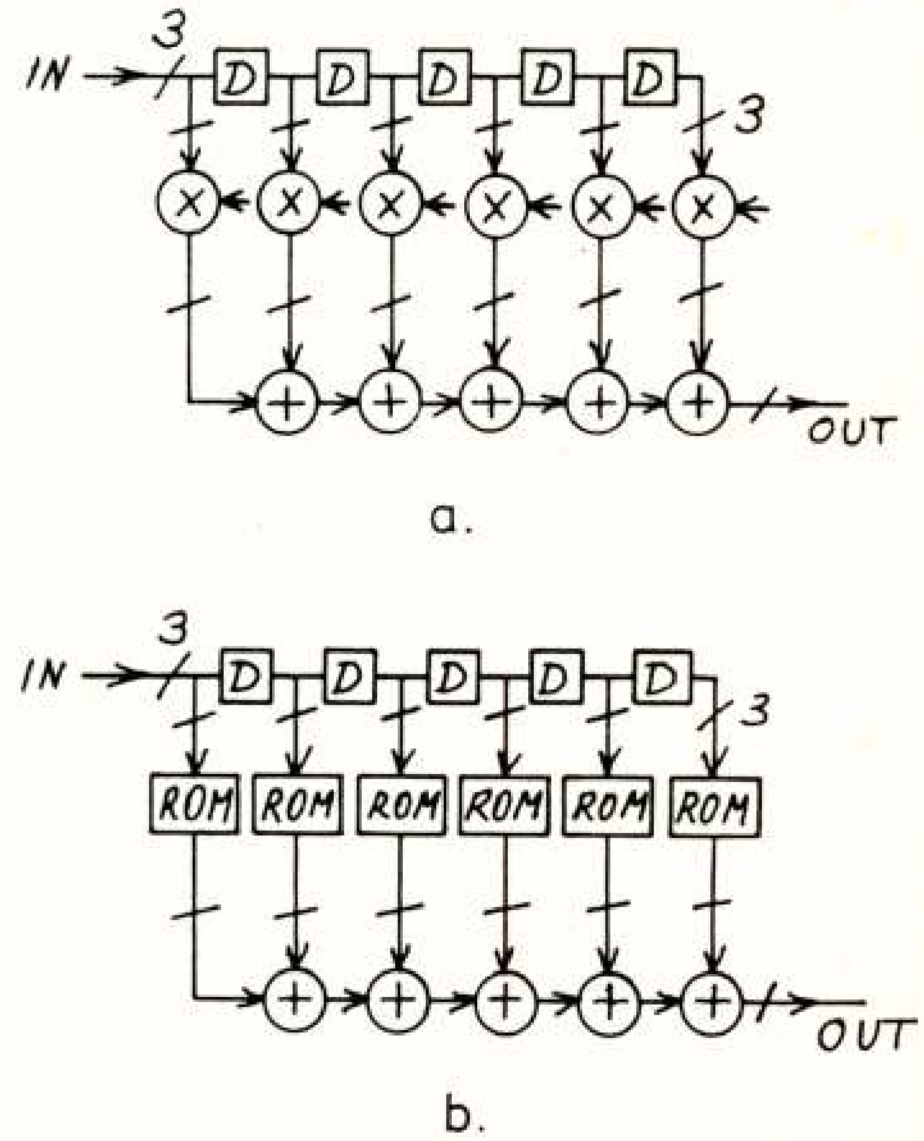
Figuur 3.1: Een uitvoering van het transversale filter welke twee maal zoveel parallellisme heeft als de implementatie van figuur 1.2.

Het zal duidelijk zijn dat diverse uitvoeringsvormen kunnen worden gevonden tussen geheel parallel rekenen enerzijds en geheel sequentiëel rekenen anderzijds. De juiste afweging tussen parallel en sequentiëel wordt gevonden wanneer de rekenelementen op hun maximale rekencapaciteit belast zijn. Uiteraard dient er op te worden gelet dat de besturing niet meer gaat kosten dan de winst bedraagt die door meer sequentiëel rekenen kan worden behaald. Daarnaast kan de bedrading van de chip een probleem worden. Wanneer een opteller wordt gebruikt om sequentiëel alle optellingen uit te voeren, zal het nodig zijn de signalen van allerlei plaatsen naar de opteller te brengen. De vereiste bedrading zal al snel opwegen tegen een tweede opteller. Op de consequenties voor de bedrading dient al bij de keuze van de filterstruktuur gelet te worden.

2. Parallel versus seriëel.
De afweging tussen het parallel of seriëel behandelen van de bits van elk signaalmonster is eveneens een uitwisselen van poorten en bedrading tegen rekensnelheid. In hoofdstuk 2 (bouwstenen) zagen we al hoe een opteller of vermenigvuldiger zowel seriëel als parallel uitgevoerd kan worden. Tussenvormen, zoals bijvoorbeeld het uitrekenen van de som van telkens vier bits (zogenaamde nibbles) of acht bits (bytes) zijn eveneens mogelijk. Door de keuzemogelijkheden tussen parallel enerzijds en seriëel anderzijds onstaat een vrijheid die benut moet worden om, gegeven de beperkingen van de bouwstenen, een optimaal ontwerp te vinden. In de nu volgende paragraaf komt nog een andere keuzemogelijkheid ter sprake namelijk het uitwisselen van ROM grootte tegen rekenelementen.

4. TABLE - LOOK - UP FILTERS.

Deze filteruitvoering lichten we toe aan de hand van een transversaal filter met lengte 6 en een ingangswoordlengte van 3 bit, figuur 4.1a. Een drie bit woord kan acht waarden aannemen. Het produkt van coëfficiënt Cn en het monster kan dus ook acht waarden aannemen. Deze acht waarden zijn tevoren al bekend, dus kunnen de waarden in een ROM opgeslagen worden en naar aanleiding van de waarde van het monster kan de juiste waarde van het monster uit het ROM worden gelezen. Dit wordt bereikt door de bits van het monster als adres voor het ROM te gebruiken, zie figuur 4.1b. Voor deze implementatie zijn



Figuur 4.1: Een transversaal filter (a) en de uitvoering ervan als een Table-Look-Up filter (b).

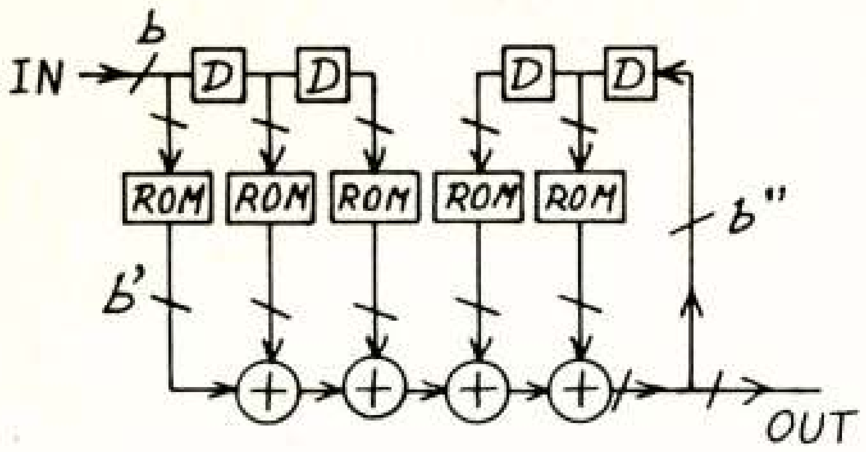
6 x 8 = 48 woorden in het ROM nodig. Op deze wijze hebben we de vermenigvuldiger uitgespaard. Deze implementatie kan bovendien zeer snel zijn omdat geen tijd nodig is voor het vermenigvuldigen. Dat is immers al tevoren gedaan. De grootte van het ROM is in het algemeen:

$$N \times 2^b$$

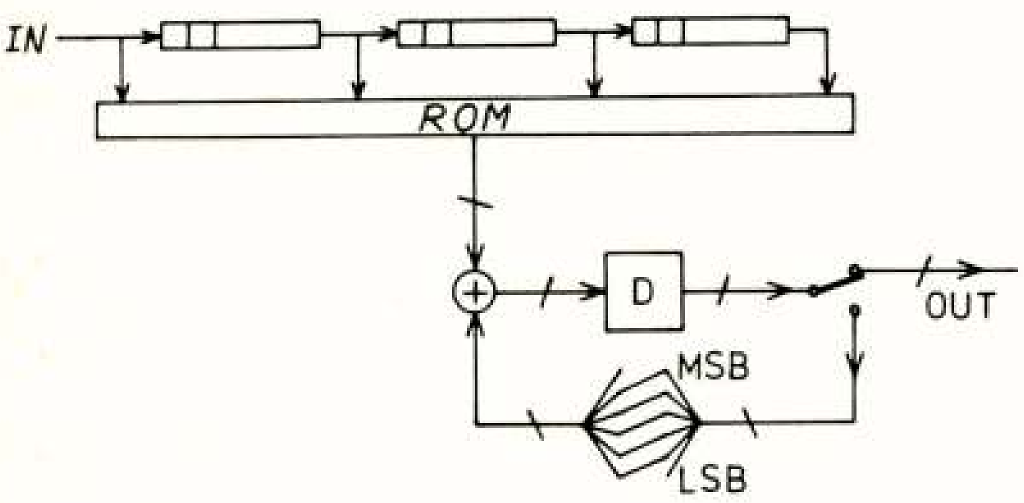
waarin: N de filterlengte
b de woordlengte van het ingangssignaal.

Ook een recursieve struktuur kan eenvoudig geïmplementeerd worden, zie figuur 4.2. Op een recursieve structuur wordt in het volgende hoofdstuk verder ingegaan.

Er zijn diverse vormen van table-look-up implementatie mogelijk waarbij deelprodukten of sommen van produkten in het ROM zijn opgeslagen. Een implementatie welke de ingangsmonsters van het filter <u>seriëel</u> verwerkt is de ROM Accumulator (RAC) implementatie (Claasen, 1975). In het voorbeeld, figuur 4.3, is een dergelijke implementatie geschetst voor een transversaal filter met lengte 4.



Figuur 4.2: Een tweede orde recursief filter in de vorm van een Table-Look-Up filter.



Figuur 4.3: Een transversaal filter in de RAC (ROM Accumulator) vorm.

In de eerste klokperiode wordt het adres van het ROM gevormd door de LSB's van de (vertraagde) ingangsmonsters X_k. In de tweede klokperiode is het tweede bit van ieder monster het adres, etc.. Aan de uitgang moet de volgende som berekend zijn:

$$Y = C_1X_3 + C_2X_2 + C_3X_1 + C_4X_0$$

waarin C_k de filtercoëfficiënten zijn.
Wanneer X_k gerepresenteerd wordt door een 3 bit woord dan kan X_k als volgt worden geschreven:

$$X_k = 2^2 * x_{k,2} + 2^1 * x_{k,1} + 2^0 * x_{k,0}$$

$$\text{met } x_{k,i} = 0 \text{ of } 1.$$

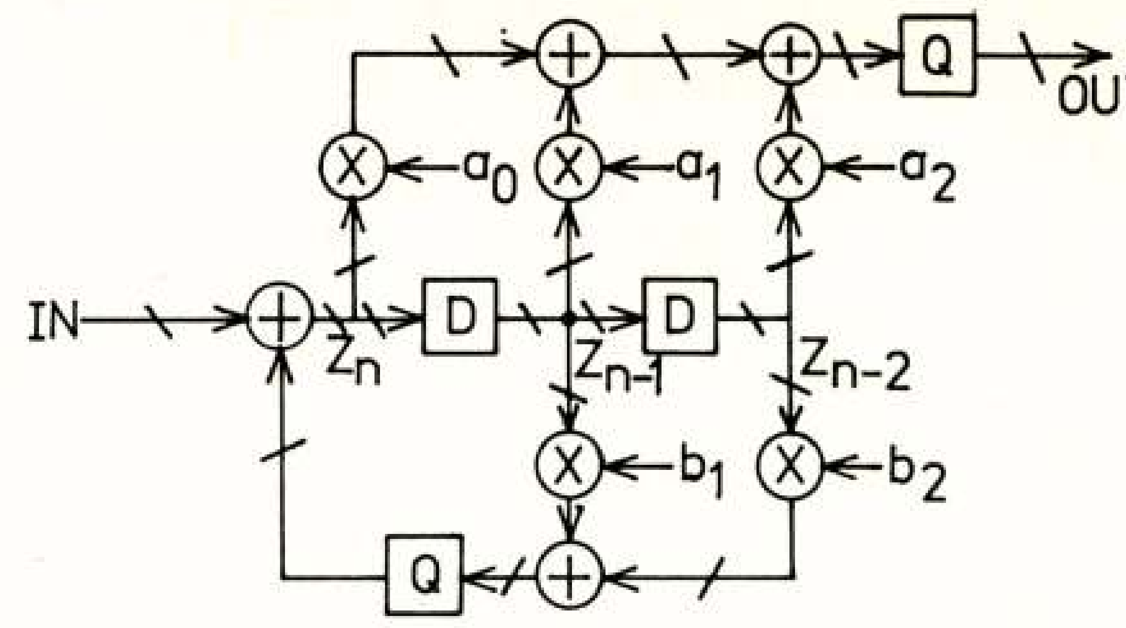
Ingevuld in bovenstaande som levert het bijeennemen van gelijke machten van 2:

$$\begin{aligned} Y = & (C_1x_{3,0} + C_2x_{2,0} + C_3x_{1,0} + C_4x_{0,0}) * 2^0 + \\ & (C_1x_{3,1} + C_2x_{2,1} + C_3x_{1,1} + C_4x_{0,1}) * 2^1 + \\ & (C_1x_{3,2} + C_2x_{2,2} + C_3x_{1,2} + C_4x_{0,2}) * 2^2 \end{aligned}$$

De uitdrukking tussen de haakjes kan slechts 2^4 verschillende waarden aannemen, bovendien zijn deze 16 mogelijke waarden voor ieder van de drie uitdrukkingen tussen de haakjes gelijk. Deze waarden worden in het ROM opgeslagen. De som wordt dan berekend door de reeds gevormde deelsom door twee te delen (schuiven naar het LSB) en bij de nieuwe term op te tellen.
Het aantal benodigde woorden in het ROM bedraagt: 2^N waarin N de filterlengte is.

5. RECURSIEVE FILTERS.

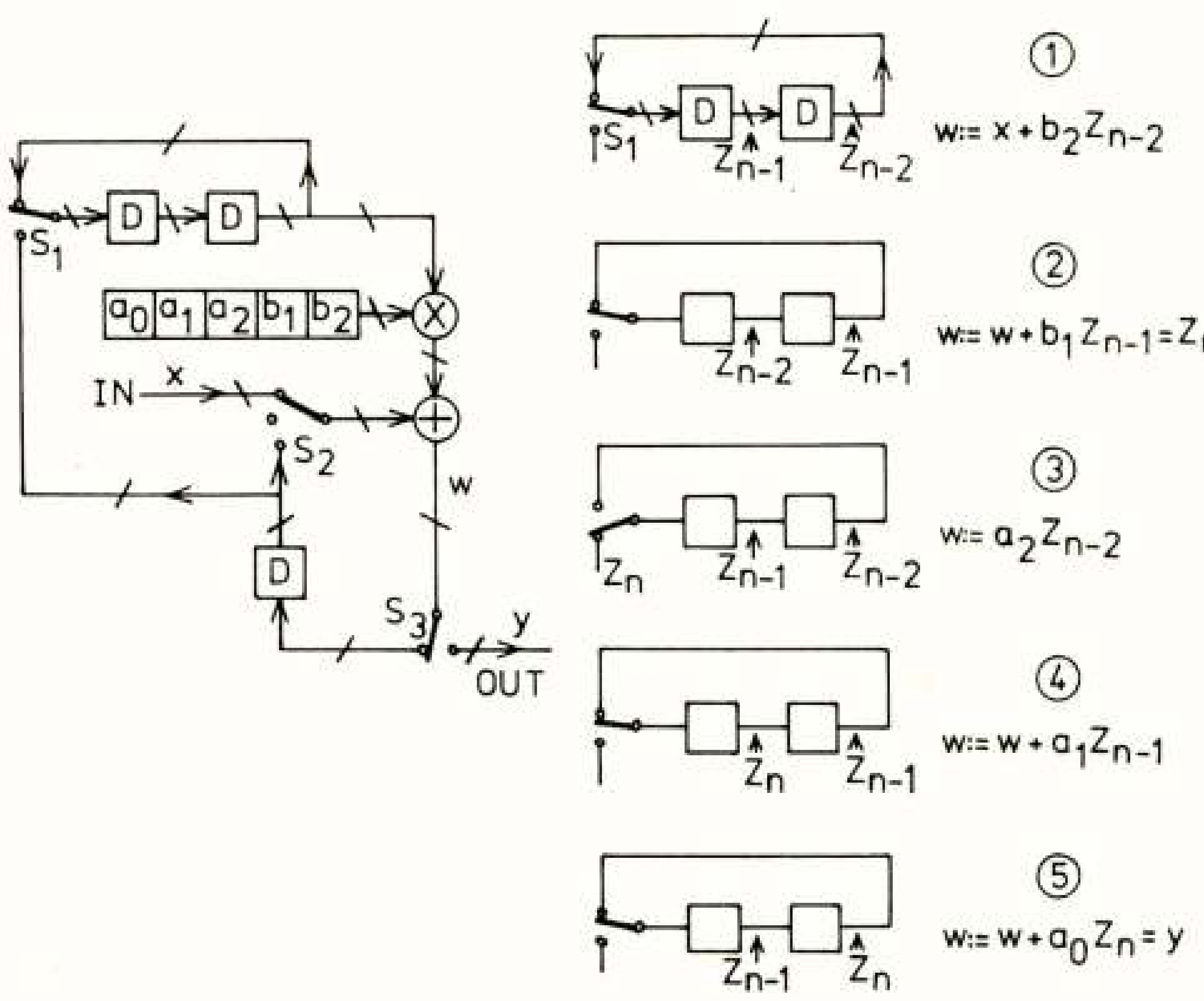
Een lineaire fasekarakteristiek kan alleen worden bereikt met FIR filters, zoals een transversaal filter. Indien een lineaire fasekarakteristiek niet van belang is, kan men met een IIR filter vele filterfunkties met minder vermenigvuldigingen realiseren dan met een FIR filter. Een IIR filter wordt gerealiseerd met een recursieve struktuur.
We zullen hier ingaan op een implementatie voor een tweede orde IIR filter. Dit is een bouwsteen voor hogere orde IIR filters omdat die kunnen worden opgebouwd uit eerste en tweede orde sekties, welke parallel of in cascade geschakeld worden. Een rechtstreekse implementatie van een tweede orde recursieve struktuur (de zogenaamde direkte vorm 2) is getekend in figuur 5.1. Het produkt van een N-bit woord met een M-bit woord levert een M+N bit woord. Wanneer in figuur 5.1 de lus waarin de coëfficiënten b zijn opgenomen meerdere keren



Figuur 5.1: Een tweede orde recursieve struktuur (direkte vorm 2).

doorlopen wordt, zou de woordlengte van het signaal telkens toenemen na elke vermenigvuldiging. Daarom is in zo'n lus een kwantisator Q nodig, die door afronden of afbreken de woordlengte terugbrengt. Ook bij niet-recursieve filters is het economisch gebruik te maken van kwantisatoren. Op het effekt van kwantisatie wordt in het volgende hoofdstuk ingegaan.

Bij het nu volgende voorbeeld voor een realisatie is er van uit gegaan dat de beschikbare vermenigvuldiger snel genoeg is om de vijf vermenigvuldigingen per ingangsmonster (zie figuur 5.1) volledig sequentiëel uit te voeren. We komen dan tot de struktuur van figuur 5.2. In deze figuur is niet getekend waar de kwantisering van het signaal moet plaatsvinden. Bij de figuur is aangegeven hoe in vijf klokcycli het uitgangsmonster wordt uitgerekend. Voor elke klokcyclus vermeldt de figuur welk signaalwoord in elk der twee plaatsen van het schuifregister staat, wat de stand van schakelaar S_1 is en wat het resultaat w uit de opteller is. De signaalmonsters Z_n, Z_{n-1} en Z_{n-2} zijn de signalen in het filter zoals aangegeven in figuur 5.1. Met behulp van het ingangsmonster X en de signalen uit de terugwaartse takken (via de coëfficiënten b_1 en b_2) wordt in de eerste twee klokcycli de waarde van Z_n berekend. In de volgende drie klokperioden wordt het uitgangsmonster met behulp van de coëfficiënten a bepaald. Schakelaar S_2 staat in de bovenste stand in klokperiode 1, in de middelste stand in periode 3 en in de overige perioden in de onderste stand. S_3 staat alleen in klokperiode 5 in de rechter stand.



Figuur 5.2: Een implementatie voor een tweede orde IIR filter.

6. DE EFFEKTEN VAN EINDIGE WOORDLENGTE.

Bij digitale filters worden zowel signalen als filtercoëfficiënten gerepresenteerd door binaire woorden,

waarvan de woordlengte b in beginsel per coëfficiënt en per signaal kan worden gekozen. De waarde van de coëfficiënt of van het signaal wordt nu evenredig gekozen met de getalswaarde van het woord. Een coëfficiënt of een signaal kan derhalve slechts 2^b verschillende waarden aannemen. Deze kwantisatie is een typische eigenschap van digitale filters. De effekten van kwantisatie laten zich als volgt samenvatten:

A. Kwantisatie van de filtercoëfficiënten:

1. Als gevolg van het eindig aantal waardecombinaties dat door de set van filtercoëfficiënten kan worden aangenomen, is, met een gegeven filterstruktuur, slechts een evenzogroot aantal overdrachtsfunkties te realiseren. Een gewenste overdracht moet daarom altijd worden benaderd. De benadering kan willekeurig nauwkeurig zijn als de woordlengte van de coëfficiënten mag toenemen. Is een bepaalde overdrachtsfunktie gevonden, dan zal ieder exemplaar van het filter wel exakt dezelfde overdrachtsfunktie hebben, zonder enige tolerantie of verloop.
2. Vaak worden de coëfficiënten met de (grote) nauwkeurigheid van de rekenmachine bepaald en vervolgens afgerond naar de meest nabijgelegen gekwantiseerde waarde. Als gevolg van het kwantiseren wordt een andere overdrachtsfunktie gerealiseerd dan bedoeld was, zodat moet worden gekontroleerd of de gerealiseerde funktie nog aan de eisen voldoet. Wat echter ernstiger is, is dat bij kwantisatie van de coëfficiënten van een recursief filter een oorspronkelijk stabiel ontwerp kan overgaan in een instabiel ontwerp. Door een eenvoudige test kan deze situatie echter worden voorkomen.

B. Kwantisatie van de signaalwaarden:
Deze kwantisatie is veel lastiger dan die van de coëfficiënten omdat als gevolg van deze kwantisatie de lineariteit van het filter verloren gaat. Onder bepaalde voorwaarden kan echter nog met een lineaire beschrijving van het filter worden gewerkt. Er wordt dan aangenomen dat de kwantisatie kan worden beschreven als een klein foutsignaal in de vorm van additieve witte ruis. De voorwaarden waaronder dit model geldig is, zijn (Claasen, 1981):

1. De amplitude van het signaal moet groot zijn ten opzichte van de kwantisatiestap q, dat is de kleinste afstand tussen twee mogelijke signaalwaarden.
2. De signaalfrekwentie mag niet zo laag zijn ten opzichte van de bemonsteringsfekwentie dat meerdere elkaar in de tijd opeenvolgende monsters naar eenzelfde niveau gekwantiseerd worden.
3. Het bemonsterde signaal moet geen deterministisch karakter hebben, zoals een sinus met een frekwentie die een subharmonische is van de bemonsterfrekwentie.

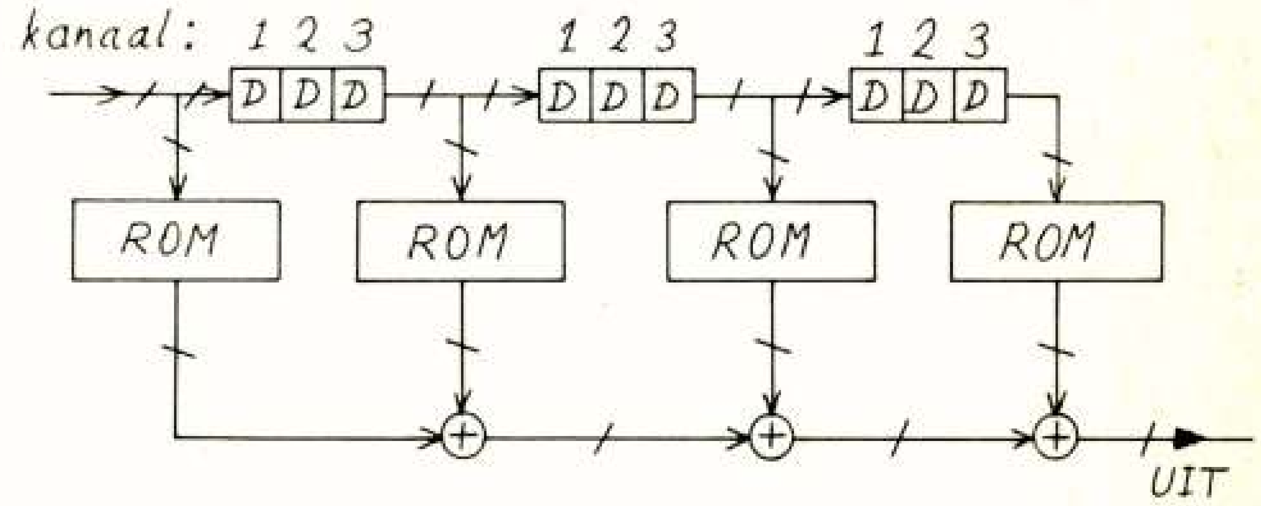
De effekten van signaalkwantisatie kunnen als volgt worden samengevat:

1. Indien het te kwantiseren signaal aan de bovengenoemde eisen voldoet kan een kwantisatie worden opgevat als een bron van additieve, witte ruis ter plaatse in het filter. Voor kwantisatie door afronden is het vermogen van deze ruisbron gelijk aan $q^2/12$, waarin q weer de kwantisatiestap na kwantisering is. Met behulp van de overdrachtsfunktie van de plaats van de kwantisatie naar de uitgang van het filter kan het effekt van deze ruisbron op het uitgangssignaal worden bepaald.

2. Bij klein signaal wordt niet meer aan bovenstaande voorwaarden voldaan en dan treedt vervorming op. Vervelender is echter dat bij recursieve filters oscillaties ter grootte van enkele kwantisatiestappen kunnen optreden, z.g. klein-signaal limit cycles, bij overigens stabiele filters. Het optreden van limit cycles kan worden voorkomen door een geschikte keuze van de filterstruktuur, de plaats daarin van de kwantisaties alsmede de wijze (afronden of afbreken) van kwantisatie (Claasen 1976).

7. ENIGE SPECIALE TECHNIEKEN VOOR DIGITALE FILTERS.

A. HET MULTIPLEXEN VAN FILTERS.
Door de digitale verwerking van de signalen is het mogelijk eenzelfde filter te gebruiken om meer dan een ingangssignaal te filteren zonder dat overspraak tussen de verschillende signalen ontstaat. Uiteraard is het wel nodig de geheugenelementen welke de toestandsvariabelen van het filter bevatten per kanaal apart uit te voeren. Een eenvoudig voorbeeld is het table-look-up filter gemultiplexed tussen 3 kanalen, zie figuur 7.1. Deze uitvoering is zeer geschikt voor multiplexen omdat zij snel is. Op de ingang komen de monsters van kanaal 3, 2 en 1 in deze volgorde in de tijd achter elkaar. De monsters afkomstig van hetzelfde kanaal adresseren de ROM's en aan de uitgang ontstaan zo de monsters weer in de volgorde kanaal 3, 2 en 1.



Figuur 7.1: Een Table-Look-Up filter gemultiplexed tussen drie kanalen.

Wanneer ook het coëfficiënten-ROM wordt uitgebreid is het mogelijk voor ieder kanaal een andere overdrachtsfunktie te realiseren. Door multiplexen is het ook mogelijk dat een signaal het filter meerdere keren doorloopt.

B. INTERPOLERENDE EN DECIMERENDE FILTERS.
Een zeer belangrijke klasse van filters vormen de filters waarmee de bemonsterfrekwentie verhoogd (interpoleren) of verlaagd (decimeren) wordt (Crochiere, 1981). In beginsel wordt interpoleren uitgevoerd door monsters met een waarde nul tussen te voegen. Het signaal dat zo ontstaat heeft een spectrum waarin boven de basisband herhalingen van het basisbandspectrum voorkomen. Het geïnterpoleerde signaal wordt nu gevonden door de spectrale herhalingen weg te filteren. Door gebruik te maken van de voorkennis dat bepaalde ingangsmonsters nul zijn, kan de hoeveelheid rekenwerk in het filter teruggebracht worden. Omgekeerd is decimeren een operatie waarbij het digitale signaal opnieuw wordt bemonsterd, maar nu met een lagere bemonsterfrekwentie. Om aliasing te voorkomen dient dan het signaal eerst door een geschikt laagdoorlaatfilter te worden bewerkt, zodat de Nyquistfrekwentie beneden de nieuwe bemonsterfrekwentie zal liggen. Van de uitgangsmonsters van dit filter maakt maar een op de K (K is de verhouding tussen de ingangs- en uitgangsbemonsterfrekwentie) monsters deel uit van het uitgangssignaal na decimeren. Door nu het filter alleen deze monsters te laten uitrekenen, kan het aantal rekenoperaties worden verminderd.

C. ADAPTIEVE FILTERS.
Tenslotte wil ik als belangrijke klasse van digitale filters nog noemen de adaptieve filters. Digitale filters lenen zich zeer goed voor de realisatie van een adaptief filter, dat is een filter waarvan de coëfficiënten niet konstant zijn maar via een algorithme worden aangepast aan veranderde eigenschappen van het ingangssignaal of van het systeem waarvan het filter deel uit maakt. Voor implementatie van het algorithme dat de filtercoefficienten bepaalt kan gebruik gemaakt worden van de bouwstenen welke in het voorgaande aan de orde zijn geweest. Digitale filters bieden zo de mogelijkheid het adaptiealgorithme en het filteralgorithme tot een in meerdere opzichten geïntegreerd geheel te maken.

<u>LITERATUUR</u>

Claasen, TACM., Mecklenbrauker, WFG., en Peek, JBH., Some Considerations on the Implementations of Digital Systems for Signal Processing. Philips Research Reports 30, 1975, p.73..84.

Claasen, TACM., Mecklenbrauker, WFG., en Peek, JBH., Effect of Quantisation and Overflow in Recursive Digital Filters. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-24 No.6, dec. 1976, p.517..529.

Claasen, TACM, en Jongepier, A., Model for the Power Spectral Density of Quantisation Noise. IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Vol. ASSP-29 No.4, aug. 1981, p.914..917.

Crochiere, RE., en Rabiner, LR., Interpolation and Decimation of Digital Signals. Proceedings of the IEEE, Vol.69, No.3, maart 1981, p.300..331.

Eggermont, LDJ., USA Patent 3, 988, 606 Oct. 26, 1979, Digital Filter Device for Processing of Binary-Coded Signal Samples.

IEEE - ASSP, Programs for Digital Signal Processing, Edited by the Digital Signal Processing Committee, IEEE Acoustics, Speech, and Signal Processing Soceity, IEEE Press, 1979. Boek plus magneetband.

Oppenheim, AV, en Schafer, RW., Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Inc., Englewood-Cliffs, N.J., 1975.

Rabiner, LR., en Gold, B., Theory and Applications of Digital Signal Processing. Prentice-Hall, Inc., Englewood-Cliffs, N.J., 1975.

Taub, H., and Schilling, D., Digital Integrated Electronics, McGraw-Hill, Kogakusha, Ltd, 1977.

Voordracht gehouden op 2 september 1981 op THT tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr.298) de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

VAN DE REDACTIE

Het was de bedoeling aan het eind van het eerste artikel van dit jaar, op pagina 8 rechts onderaan aan te geven waarom dit artikel in ons tijdschrift is geplaatst Door een vergissing is dit niet gebeurd.
Hieronder volgt de tekst die daar geplaatst had moeten worden.

De Japan commissie ontving van het NERG een financiele bijdrage. Om schriftelijke rapportage te bevorderen werd als voorwaarde gesteld, dat over deze excursie een artikel in ons tijdschrift zou worden gepubliceerd. Deze voorwaarde werd geaccepteerd. De inlossing hiervan opent perspectieven voor een nieuwe vorm van kontakt van het NERG met de studenten uit Delft, Eindhoven en Twente

In nummer 5/6 van 1981 is pagina 116 niet correct gedrukt. Door drukkerij de Witte is daarom op ons verzoek een nieuwe afdruk gemaakt. Deze afdruk bereikte U gelijk met nummer 1 van 1982, tesamen met de inhoud en kaft voor de jaargang 46. Wanneer U de jaargang laat inbinden of lijmen kunt U de slechte afdruk dus vervangen.

VARIA

Windmiddag van J.S.B. Eindhoven

De Joint Student Branch (IEEE en de elektrotechnische studievereniging Thor van de TH Eindhoven) organiseert op 13 mei 1982 's-middags een tweetal lezingen over windenergie. Als spreker zal iemand van de TH Eindhoven en iemand van Ingenieursbureau Lievense optreden. Nadere informatie hierover kan men verkrijgen bij:

TH Eindhoven
Afdeling der Elektrotechniek
t.a.v. J.S.B.
Den Dolech 2
Eindhoven
Tel.: 040-473411

Conferentieaankondigingen

Conumel 83; Toulouse 9-11 May 1983; International conference on numerical control of electrical machines. Call for papers: 15 juni 1982. Contact adres: Laboratoire d'electrotechnique et d'electronique industrielle; 2 Rue Charles Camichel, 31071 Toulouse Cédex (France).

"Neue Aspekte der Informations und Systemtheorie", 23-25 maart 1983; Garmisch Partenkirchen. Call for papers 1 oktober 1982. Contact adres: Dr. Ing. Rudolf Kersten, Siemens AG, K ZL A; Hofmannstrasse 51; D. 8000 München 70.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 47 - nr. 2 - 1982

druk: De Witte Eindhoven